

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y VERIFICACIÓN DE
UN SENSOR DE TEMPERATURA CMOS DE BAJO
COSTE Y ALTA FUNCIONALIDAD

Antonio Artés García
Madrid, Octubre de 2007

Proyecto Fin de Carrera

DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y VERIFICACIÓN DE UN SENSOR
DE TEMPERATURA CMOS DE BAJO COSTE Y ALTA
FUNCIONALIDAD

Autor:

Antonio Artés García
Ingeniero de Telecomunicación

Tutor:

José Luis Ayala Rodrigo
Profesor del Dpto. de Ingeniería Electrónica
Universidad Politécnica de Madrid

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

Madrid, Octubre de 2007

Proyecto Fin de Carrera: DISEÑO,
IMPLEMENTACIÓN Y VERIFICACIÓN DE
UN SENSOR DE TEMPERATURA CMOS DE
BAJO COSTE Y ALTA FUNCIONALIDAD

AUTOR: Antonio Artés García

TUTOR: José Luis Ayala Rodrigo

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

PRESIDENTE: D. Carlos Alberto López Barrio

VOCAL: D. Gabriel Caffarena Fernández

SECRETARIO: D. José Luis Ayala Rodrigo

SUPLENTE: D. Angel Fernández Herrero

acuerdan otorgarle la calificación de:

Madrid, de de 2007

El Secretario del Tribunal

Agradecimientos

Aprovecho la oportunidad que me brinda esta ocasión para agradecer todo el apoyo y cariño recibido a lo largo de todos estos años vividos. Aunque la realización de este Proyecto Fin de Carrera no ha sido tan sufrida como la propia carrera en sí, es en esta situación especial, en la que pongo con mucha tristeza fin a este periodo de mi vida, en el que me siento obligado a recordar a todas esas personas que he tenido a mi alrededor a lo largo de estos maravillosos años. Cito especialmente:

A José, mi tutor del Proyecto Fin de Carrera, por toda la ayuda que me ha prestado desde que lo conocí y por estar siempre cuando lo he necesitado. Que te faciliten tanto las cosas, la verdad es que es de agradecer. Sin la menor duda, fue un acierto realizar este proyecto bajo tu dirección. Realmente tengo envidia de tu forma de trabajar.

A todo el departamento del DIE (Departamento de Ingeniería Electrónica), tanto profesores como compañeros de clases y laboratorio. Aunque somos pocos, el nombraros a todos me obligaría a escribiros un par de líneas dedicadas a cada uno, cosa que no me permiten. Estos dos últimos años con vosotros me han hecho crear un buen grupo de trabajo que disfruta realmente de lo que hace. Nunca olvidaré esas risas en grupo.

A mis compañeros de la carrera, con los que tantos sufrimientos y alegrías he compartido. Especialmente a Paula, Rebeca, Cristina, Teresa, Carolina, Lupe, Marta, Vero, Merche, Nuria, Dani, Marcos, Ángel, Chema, Patxi, Xuanca, Juan, y como no, Jorge y Vicente, con los que sin duda he pasado grandes momentos para recordar.

A los compañeros que requieren y exigen especial mención, Ángel, Fran y Javi, con los que por suerte he estado desde el primer día de universidad hasta el último. No tengáis la menor duda de que sin vosotros no me encontraría en la situación en la que me encuentro hoy. Gracias por aguantarme todos estos años en clase, y deciros que con vosotros siempre han existido buenos momentos. Nunca esperé encontrar el primer día de universidad unos amigos como lo habéis sido vosotros.

A mis compañeros del C.M. Marqués de la Ensenada, con los que he convivido estos cinco largos años de carrera. Siempre nos quedará para contar a nuestros hijos y nietos los buenos momentos vividos entre nosotros: actos de integración, vendidas, noches por Madrid que no se podrán contar, cenas de pasillo, esas tardes de estudio subiéndonos por las paredes, y sobre todo esas fiestas en el colegio que quedarán para la historia. Habéis sabido ayudarme siempre que lo he necesitado. Espero que todos nuestros sueños se cumplan, para así disfrutar juntos de ellos.

A todos los amigos y amigas cosechados a lo largo de estos años en Madrid, y con los que he vivido momentos realmente especiales. Desde el cariño citar a Ana, Arancha, Natalia, Cristina, Paula, Maria José, Carmen, Laura, Marta y Miriam. Sé que me echaréis

mucho de menos. Yo también.

A mi hermano, por que te lo mereces, ya que siempre estas ahí, protestando o sin protestar, sea cuando sea y como sea. Mucho ánimo para todo este año que te viene encima. Sé que eres mucho mejor que yo, y lo harás mucho mejor que yo lo hice en mi tiempo.

A mis padres, por ser únicos e irremplazables. Quiero agradecerlos el permitirme haber estudiado aquí estos cinco maravillosos años, manteniendo vuestra confianza en mí en todo momento. Con vuestro gran esfuerzo habéis visto realizado en mí parte del sueño que vosotros no tuvisteis la oportunidad de realizar. Sé que soy uno de los dos orgullos más grandes que tenéis en la vida. Gracias simplemente por enseñarme a vivir.

Muchas Gracias a todos, ya que cada uno de vosotros habéis aportado vuestro granito de arena en ésto. Sin vosotros no hubiera sido lo mismo. Gracias, de verdad. Muchas gracias a todos.

Antonio

Resumen

En este proyecto, se presenta un sensor de temperatura integrado CMOS basado en la medida de una variable secundaria, cuyo valor es dependiente de la temperatura, como es el tiempo de subida que presenta una señal eléctrica en sus flancos de subida. Con el objetivo de reducir coste y potencia consumida, el sensor integrado de temperatura propuesto genera un pulso con un ancho proporcional a la temperatura medida. Este sensor para realizar la medida elimina la necesidad de tener una señal que sirva de referencia.

El área ocupada por este modelo de sensor es de $1,8967mm^2$, siendo éste fabricado en tecnología CMOS de $0,35\mu m$ de 4 capas de metal. Gracias a la excelente linealidad que presenta la salida digital del sensor, el error de medida alcanzado es como máximo de $\pm 0,520^\circ C$. La resolución efectiva mostrada en el caso peor es de $0,7^\circ C$, y el consumo de potencia se encuentra por debajo de los $263\mu W$, con una velocidad de realización de medidas que puede llegar a alcanzar las $1,5 \cdot 10^6$ medidas por segundo.

Palabras clave

Temperatura, potencia, sensor integrado, sensor de bajo coste, sensor de alta funcionalidad, tiempo de subida.

Abstract

In this project, a CMOS smart temperature sensor based on the measurement of a secondary variable is shown. The selected variable to be measured is the low-to-high propagation time, which has been found to be dependent on the temperature. The proposed temperature sensor provides an output digital signal composed of a temperature-dependent pulse width. Moreover, the proposed temperature sensor does not require a reference signal to perform the measurement.

The area of the achieved layout is $1,8967mm^2$, and has been implemented with a 4-metal layered $0,35\mu m$ CMOS technology. The linear response of the sensor reduces the measurement error to a $\pm 0,520^\circ C$. Also, the resolution in the measure for the worst execution case is a $0,7^\circ C$, and the power consumption is always kept under $263\mu W$. Finally, the measurement speed achieved by the sensor reaches $1,5 \cdot 10^6$ samples per second.

Key words

Temperature, power, smart sensor, low cost sensor, high functional sensor, low-to-high propagation time.

Índice general

Agradecimientos	I
Resumen	III
Abstract	V
1. Introducción	1
1.1. Estado del arte	2
1.2. Objetivos del proyecto	8
1.3. Estructura de la memoria	9
2. Fundamentos	11
2.1. Efectos térmicos de la temperatura en CI	11
2.2. Fuentes de temperatura en CI	19
2.3. Justificación de la necesidad de sistemas de medida térmica para el desarrollo de políticas de optimización de temperatura	22
3. Medida de temperatura	23
3.1. Modelos de estimación de temperatura	24
3.2. Sensores de temperatura	27
3.2.1. Sensores resistivos metálicos	28
3.2.2. Sensores resistivos semiconductores	29
3.2.3. Sensores semiconductores activos	32
3.2.4. Termopares	35
3.2.5. Pirómetros ópticos	36
3.2.6. Osciladores en anillo como sensores térmicos	38
3.2.7. Sensores integrados	40
3.3. Circuitos de medida de temperatura	41
3.4. Justificación del diseño	43
3.5. Objetivos	45

4. Descripción del sensor integrado	47
4.1. Descripción general del sensor integrado	47
4.2. Descripción por módulos del sensor integrado	52
4.2.1. Diseño de los generadores de referencia	52
4.2.2. Diseño de los comparadores de señal	57
4.2.3. Diseño de la puerta XOR	63
4.3. Decisiones de diseño tomadas	68
4.4. Verificación funcional del sensor integrado	69
4.5. Herramientas software empleadas	73
5. Caracterización del sensor	75
5.1. Descripción de las pruebas de caracterización a realizar	75
5.2. Pruebas de caracterización realizadas	77
5.2.1. Caracterización de frecuencia de la señal de entrada	77
5.2.2. Caracterización del ciclo de trabajo de la señal de entrada	81
5.2.3. Caracterización de la anchura del pulso de la señal de entrada	85
5.2.4. Caracterización del comportamiento del sensor a temperatura fija	89
5.2.5. Caracterización del comportamiento del sensor a temperatura dinámica	94
5.2.6. Caracterización del comportamiento del sensor ante efectos de errores de fabricación	96
5.2.7. Caracterización del consumo de potencia del sensor	100
5.2.8. Caracterización del área del sensor integrado de temperatura	106
5.3. Conclusiones obtenidas de la caracterización realizada	108
6. Conclusiones y líneas futuras	111
6.1. Conclusiones alcanzadas	111
6.2. Líneas futuras de trabajo	112
A. Glosario	115
B. Planos de base	117
Bibliografía	121

Índice de figuras

1.1. Muestra de un microprocesador reciente	1
1.2. Sistema de refrigeración de un microprocesador	2
1.3. Futuro de la tecnología basada en sistemas empotrados	3
1.4. Esquema general de sensor basado en línea de retardo	5
1.5. Esquema detallado de sensor basado en línea de retardo	5
1.6. Principio de operación del sensor de temperatura de amplio rango de temperaturas de funcionamiento	6
1.7. Diagrama de bloque de el modulador $\Sigma\Delta$	7
1.8. Esquema de un generador de corriente PTAT de alta exactitud	7
2.1. Evolución microprocesadores	12
2.2. Consumo de potencia en microprocesadores	12
2.3. Densidad de potencia en microprocesadores	13
2.4. Bandas de energía de un semiconductor	13
2.5. Curva tensión umbral puerta-fuente / temperatura de la unión	15
2.6. Curva de la resistencia drenador-fuente normalizada en estado de conducción	16
2.7. Curva corriente de fugas - temperatura	16
2.8. Curva corriente de drenador - tensión de drenador-fuente	17
2.9. Efecto de cierre provocado por electromigración	17
2.10. Efecto de apertura provocado por electromigración	18
2.11. Modelado térmico de un circuito integrado	19
2.12. Modelado térmico de un circuito integrado	20
2.13. Modelado térmico de un circuito integrado	20
2.14. Modelados comunes de termistores que se encuentran en el mercado	21
3.1. Ejemplo de una gráfica de modelado de temperatura de un circuito electrónico	23
3.2. Modelo HotSpot RC	24
3.3. Gráfica de la variación de la distribución de fugas	25
3.4. Modelos de temperatura de circuitos en 3D	25

3.5. Pasos que sigue el modelo basado en <i>benchmarks</i>	26
3.6. <i>Array</i> temporal de sensores para la medida de la distribución de temperatura sobre la oblea	26
3.7. Técnica de gestión térmica dinámica	27
3.8. Sensor resistivo metálico de platino	29
3.9. Gráfica de variación de la resistencia con la temperatura de una NTC	30
3.10. Curva característica V-I de un termistor NTC	31
3.11. Gráfica de variación de la resistencia con la temperatura de una PTC	32
3.12. Curva característica I-V de un termistor PTC	33
3.13. Par diferencial actuando como sensor de temperatura	33
3.14. Espejo de corriente actuando como sensor de temperatura	34
3.15. Curva V-I de un diodo real	34
3.16. Esquema circuital de un termopar	35
3.17. Esquema de bloques de un pirómetro de banda ancha	37
3.18. Esquema de bloques de un pirómetro de banda estrecha	38
3.19. Esquema de bloques de un pirómetro de relación	38
3.20. Esquema de una estructura de oscilador en anillo	39
3.21. Variaciones de la frecuencia de oscilación en anillo con respecto a la temperatura	40
3.22. Fotografía de un <i>chip</i> integrado de temperatura	41
3.23. Esquema circuital de un divisor de tensión	42
3.24. Esquema circuital de un puente de impedancias	43
3.25. Tiempos característicos de la respuesta temporal de un transductor	44
4.1. Tiempo de subida de un pulso de una señal	48
4.2. Señales de pulsos con diferentes ciclos de trabajo	50
4.3. Esquema circuital general del sensor integrado de temperatura	50
4.4. Forma de las señales de entrada y salida del sensor integrado	52
4.5. Rango de tensión - Temperatura	53
4.6. Circuito de tensión de referencia propuesto	54
4.7. Esquemático de la fuente de tensión de referencia de 330mV	57
4.8. Esquemático de la fuente de tensión de referencia de 2.97V	58
4.9. Símbolo de un comparador de señales de tensión	58
4.10. Características de transferencia del comparador	59
4.11. Esquema circuital del comparador de señales	61
4.12. Ejemplo de respuesta del comparador de señales	62
4.13. Esquemático del comparador de señales de tensión de 330mV	63

4.14. Esquemático del comparador de señales de tensión de 2.97V	64
4.15. Estructura circuital de un par Darlington	64
4.16. Consumo de potencia de puertas XOR	65
4.17. Retardo crítico de puertas XOR	65
4.18. Ejemplo de modelos de puertas XOR/XNOR	66
4.19. Representaciones de la función lógica O-exclusiva	66
4.20. Esquema circuital del comparador de señales	67
4.21. Esquemático de la puerta lógica XOR	69
4.22. Circuito de prueba para el comparador de señales de tensión	71
4.23. Circuito de prueba para la puerta lógica XOR	71
4.24. Representación conjunta de las señales de los nodos del circuito electrónico .	72
4.25. Representación aislada de las señales de los nodos del circuito electrónico .	72
5.1. Esquema del circuito para caracterización del sensor	76
5.2. Ejemplo de señal ideal de entrada del sensor con pendiente	78
5.3. Señal de entrada con pendiente de valor de 100ns	79
5.4. Señal de entrada con pendiente de valor de 190ns	79
5.5. Señal de entrada con pendiente de valor de 200ns	80
5.6. Señal de entrada con pendiente de valor de 210ns	80
5.7. Señal de entrada con pendiente de valor de 500ns	81
5.8. Señal de entrada con periodo de valor de 2,2us	82
5.9. Señal de entrada con periodo de valor de 4,2us	83
5.10. Señal de entrada con periodo de valor de 4,4us	83
5.11. Señal de entrada con periodo de valor de 4,6us	84
5.12. Señal de entrada con periodo de valor de 8,0us	84
5.13. Señal de entrada con ancho de pulso de valor de 50ns	86
5.14. Señal de entrada con ancho de pulso de valor de 210ns	87
5.15. Señal de entrada con ancho de pulso de valor de 220ns	87
5.16. Señal de entrada con ancho de pulso de valor de 230ns	88
5.17. Señal de entrada con ancho de pulso de valor de 250ns	88
5.18. Señales de entrada y salida a una temperatura de 25°C	90
5.19. Señales de entrada y salida a una temperatura de 62°C	91
5.20. Señales de entrada y salida a una temperatura de 100°C	91
5.21. Curva de calibrado del sensor integrado de temperatura	92
5.22. Representación de la función de transferencia del sensor de temperatura .	92
5.23. Problema de ciertas zonas del margen de temperaturas	93
5.24. Ejemplo de señal de salida en una variación de 1ms/°C	95

5.25. Señales de entrada y salida con un error del 1 %	98
5.26. Señales de entrada y salida con un error del 3 %	99
5.27. Señales de entrada y salida con un error del 5 %	99
5.28. Señal de consumo de potencia a una pendiente de $200ns$	103
5.29. Señal de consumo de potencia a una pendiente de $2\mu s$	103
5.30. Señal de consumo de potencia a una temperatura de $25^{\circ}C$	104
5.31. Señal de consumo de potencia a una temperatura de $100^{\circ}C$	104
5.32. Curva de potencia media del sensor integrado de temperatura respecto a la frecuencia	105
5.33. Curva de potencia media del sensor integrado de temperatura respecto a la temperatura	105
5.34. Plano de base del sensor integrado de temperatura con las dimensiones señaladas	107
B.1. Plano de base del generador de la tensión de referencia de valor $330mV$. .	117
B.2. Plano de base del generador de la tensión de referencia de valor $2,97V$. . .	118
B.3. Plano de base del comparador de señales de tensión de la referencia de valor $330mV$	118
B.4. Plano de base del comparador de señales de tensión de la referencia de valor $2,97V$	119
B.5. Plano de base de la puerta lógica o-exclusiva	119
B.6. Plano de base completo del modelo de sensor integrado de temperatura . . .	120

Índice de cuadros

1.1. Rango de parámetros de sensores comunes de temperatura integrados	4
1.2. Comparación de sensores de temperatura integrados recientes	8
2.1. Tabla de parámetros α para materiales comunes en la fabricación de un circuito integrado.	21
5.1. Estadísticas de errores bajo las velocidades de variación de temperatura impuestas.	96
5.2. Estadísticas de errores bajo las variaciones de las incorrecciones de fabricación provocadas.	100
5.3. Comparación de sensores de temperatura integrados recientes	110

Capítulo 1

Introducción

Todos los sistemas electrónicos que nos rodean, y con mayor relevancia los dispositivos de precisión que se utilizan en la industria, están gravemente afectados por las temperaturas extremas que sufren tanto en su régimen de funcionamiento como en ausencia de éste. Los componentes que forman estos sistemas llegan a dañarse si no se toma conciencia y se adopta una correcta protección para hacer frente a estas temperaturas, que habitualmente se encuentran fuera de los rangos de operación para los que están diseñados dichos componentes.

Aunque parezca que los únicos dispositivos que pueden sufrir temperaturas extremas son los utilizados en la industria, esto no es así, ya que muchos mecanismos para el consumo requieren una protección análoga por encontrarse en situaciones en las que la temperatura puede deteriorarlos. Un ordenador personal es un buen ejemplo de un sistema con sensores de temperatura integrados. Estos aparatos como todos bien sabemos, buscan siempre altas prestaciones, pero lo que desconocemos es que la ganancia en características físicas y/o funcionales de estos sistemas es acompañada por incrementos del consumo de energía, los cuales son en gran medida los causantes de dañar la propia estructura del ordenador. En la imagen 1.1 que se muestra a continuación se puede ver una clara muestra de un dispositivo actual que forma parte del ejemplo que hemos utilizado a lo largo de este párrafo.

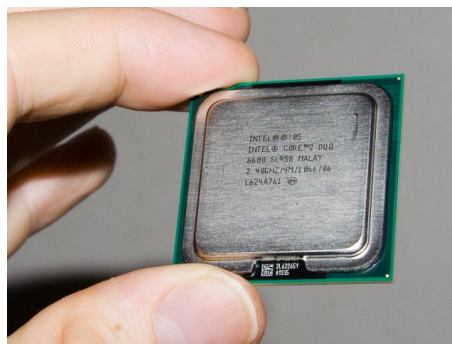


Figura 1.1: Muestra de un microprocesador reciente. Para más información visitar la pagina web de **Intel**.

En los últimos años se ha observado cómo aproximadamente se ha duplicado la densidad de potencia en microprocesadores, teniendo la previsión de que este ritmo en

el futuro se irá incrementando. Este hecho está descrito ampliamente en la sección 2.1. Esto es una consecuencia directa de que el tamaño de los transistores y las frecuencias de funcionamiento de los nuevos circuitos electrónicos escalan más rápido que el voltaje de alimentación de éstos. Como cualquier energía existente en la naturaleza, la energía que consume un procesador, controlador o dispositivo de este ámbito se transforma en energía calorífica. En los circuitos, la densidad de este tipo de energía sufre una subida exponencial que está empeorando enormemente la fiabilidad de éstos. Esta energía, debido a esta razón y a muchas otras, debe ser disipada del circuito, pero nos encontramos con soluciones de refrigeración que se encarecen cada día más. La imagen 1.2, muestra un sistema de refrigeración de un microprocesador como el mostrado en la figura 1.1. En dicha imagen podemos ver que el sistema de refrigeración es claramente mayor en dimensiones que el dispositivo al que refrigera, situación cada vez más habitual. Para corroborar esta afirmación, se insta al lector a comparar las figuras 1.1 y 1.2. El diseño orientado a potencia no se ve como una solución a este problema creciente por lo que se ha optado por seguir una tendencia en el diseño de circuitos orientada a la temperatura.



Figura 1.2: Ejemplo de un sistema de refrigeración contemporáneo usado por diversos tipos de microprocesadores actuales.

Es por todo lo comentado en los párrafos anteriores por lo que los sensores de temperatura integrados en el propio *chip* tienen un papel muy importante, ya que gracias a ellos conseguimos averiguar, con una aproximación bastante elevada, la temperatura que posee el sistema en el que se encuentra el sensor. Conociendo esta temperatura, facilitamos el trabajo a los algoritmos encargados de la vigilancia y control de la temperatura de los dispositivos sobre los que actúan. Por otra parte, pese a la existencia de modelos analíticos de temperatura, son de gran necesidad los mecanismos dinámicos para tratar estas temperaturas, ya que analizan la evolución térmica de un sistema en todo momento, siendo ésta la única forma eficiente de diseñar algoritmos de manejo de la temperatura. Los sensores de temperatura entre los que se mueve este proyecto fin de carrera son el elemento fundamental en estos mecanismos dinámicos.

1.1. Estado del arte

Dada la creciente importancia de la temperatura en el diseño de circuitos integrados, en los últimos años han aparecido varios modelos que intentan estimar el comportamiento térmico de un *chip*. Estos modelos son el elemento clave del diseño orientado por

temperatura, ya que permiten caracterizar el comportamiento térmico futuro de los dispositivos a lo largo de todo el proceso de diseño, pudiéndose así corregir errores desde las etapas iniciales. Proyectos fin de carrera ya realizados han indagado en esta temática. Un claro ejemplo es [1], donde se propone una metodología para analizar el comportamiento térmico de un microprocesador basándose en medidas eléctricas y redes térmicas equivalentes RC.

A pesar de que los modelos para estimación del comportamiento térmico son el elemento clave para un diseño orientado a temperatura, no hay que perder de vista que el componente principal de estos diseños es el sensor de temperatura, ya que él es el encargado de obtener la medida de la temperatura a la que se encuentra el sistema en cada momento. La calidad de dicha medida depende en gran medida de una enorme cantidad de parámetros de diseño e implementación del sensor, de los cuales, en la mayoría de los casos que propondremos, no podrán ser controlados ya que son inherentes al propio sensor.

Los sensores de temperatura CMOS integrados¹ son ampliamente utilizados en instrumentación, control de sistemas, y medidas de temperaturas para las que el conocimiento de éstas sea necesario.

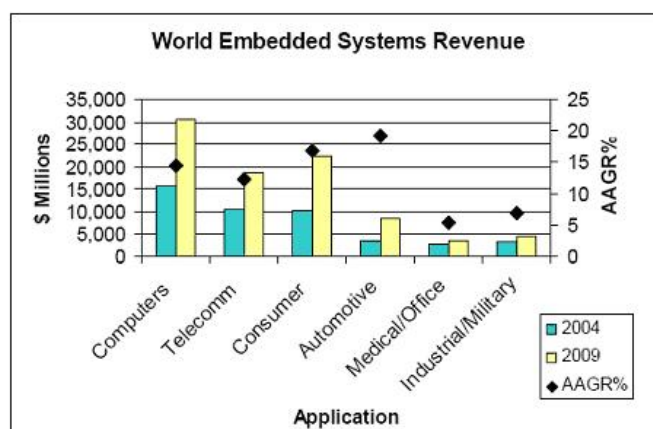


Figura 1.3: Futuro de la tecnología basada en sistemas empotrados.

Debido al más que destacado crecimiento que se prevé en el mercado de los sistemas empotrados, como se puede observar de la figura 1.3, la demanda en el diseño de sistemas de bajo coste pero alta funcionalidad se está viendo incrementada, lo que hace que los sensores de temperatura integrados estén cada día más solicitados, ya que estos están preferiblemente contruidos en procesos CMOS de bajo coste. Las aplicaciones donde más habitualmente son requeridos estos sensores son:

- Monitorización de la temperatura ambiente para electrónica de hogar, oficina e industrias de fabricación.

¹En inglés son denominados como *smart temperature sensor*. Estos sensores “smart” combinan un sensor, que es el que tiene la misión de obtener la magnitud de media, y una interfaz electrónica, que normalmente se trata de un procesador que tiene como objetivo el manipular la información aportada por el sensor para que la presentación de la información sea de una forma adecuada. Todo esto va integrado conjuntamente en un *chip*.

- Medición térmica para sistemas de detección de fuego y humo.
- Compensación térmica en sistemas de un único *chip* y micro sistemas con sensores incrustados.
- Gestión de energía para sistemas nocturnos y electrónica de ahorro de energía.
- Control de temperatura en productos de consumo portátiles o móviles como pueden ser ordenadores personales y aplicaciones domésticas².

La gran parte de los sensores de temperatura utilizados hoy en día en sistemas electrónicos son sensores convencionales, como pueden ser termistores o resistores de platino, los cuales requieren circuitos de calibración externos al *chip* en el que se realiza la medida para reducir los errores en la medida, lo que hace que el área ocupada en el *chip* aumente junto con el consumo total del sistema. Esto es una gran desventaja para los sensores convencionales frente a los integrados, pero ganan en la exactitud de la medida realizada. Por ejemplo, un resistor de clase A de platino posee una exactitud de $\pm 0.5^\circ\text{C}$, mientras que los primeros sensores integrados eran relativamente inexactos ($\pm 2^\circ\text{C}$).

Para reducir enormemente el coste y poder medir la temperatura directamente del *chip*, los algoritmos que se han comentado al comienzo de esta sección 1.1, han obligado en su cierta medida a que los sensores de temperatura deban estar integrados en los *VLSI chips*, por lo que además de las exigencias de funcionalidad y coste que poseen este tipo de sensores, se requiere un consumo de energía tan bajo como sea posible para ser aplicado a sistemas portátiles alimentados en la mayoría de casos mediante baterías. Con este requisito también se consigue un objetivo importante, que es el de reducir el error causado por el propio calentamiento del sensor, así como por la integración de los sensores en los propios *VLSI chips* sin causar ningún incremento significativo en el consumo total del sistema. Además, obligando a que este tipo de sensores estén integrados en los propios *chips* se consigue resolver el problema de que la conexión donde se realiza la medida de temperatura se encuentre incluida en el propio *chip*.

Por todo esto, la mayor ventaja de los sensores de temperatura integrados es el bajo coste, así como la obtención de valores de temperatura en diviersas zonas del *chip*. Recientes investigaciones sobre los sensores están focalizadas en la reducción del error de medida en un intento de aumentar la exactitud de ésta y eliminar la limitación de su rango. La siguiente tabla 1.1 muestra los rangos en los que se encuentran las características y parámetros generales de los sensores comunes de temperatura integrados.

	Min	Max	Unidad
Exactitud	0.3	3	$^\circ\text{C}$
Resolución	0.05	1	$^\circ\text{C}$
Tensión de alimentación	2.5	5	V
Corriente de alimentación	50	500	μA
Velocidad	1	50	Medidas/s

Cuadro 1.1: Rango de parámetros de sensores comunes de temperatura integrados

²Una aplicación a destacar es el ámbito de la computación ubicua.

Existen multitud de diseños ingeniosos de sensores de temperatura CMOS integrados. Éstos están basados en las diversas propiedades y/o características de las señales eléctricas que fluyen a través de los circuitos. La mayoría de los diseños de estos sensores que están hoy en día ampliamente desarrollados, son los que están basados en las variaciones de tensión y/o corriente de unas determinadas señales internas del sistema donde los sensores están incluidos.

Los primeros sensores integrados que se implementaron, estaban basados en la medida de señales de tensión y corriente, las cuales son utilizadas para que a partir de ellas, y mediante una conversión de magnitudes, obtener el valor de la temperatura de la región de nuestro interés. El primer tipo de estos sensores, los que realizan una medida de una magnitud de tensión, basan su principio de funcionamiento en observar las variaciones que se producen en la tensión base-emisor de cualquier transistor que se encuentre en el circuito electrónico, para a partir de ellas obtener el valor de temperatura deseado, ya que como sabemos, esta tensión característica de los transistores es dependiente de la temperatura. La medida de esta tensión base-emisor puede ser realizada directamente o indirectamente mediante la medida de otra tensión. Cuando se trabaja con diseños electrónicos que funcionan con señales débiles, como son todas aquellas señales cuya tensión está por debajo de 1 voltio, vemos que la corriente de drenador de los transistores muestra una dependencia positiva con la temperatura, siendo diferente de la dependencia de temperatura negativa de los convencionales diseños de voltaje. La sensibilidad de estos sensores aumenta si la tensión de *threshold* es menor que 0.2 voltios, ya que en esta región de tensión, la variación de la corriente en relación con la temperatura aumenta. Una buena referencia para saber cómo afecta la temperatura a las corrientes que circulan a través de un transistor es la [22].

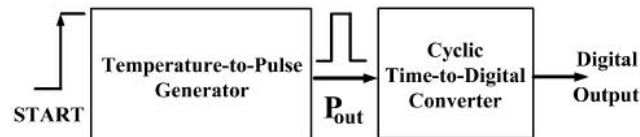


Figura 1.4: Esquema general de sensor basado en línea de retardo.

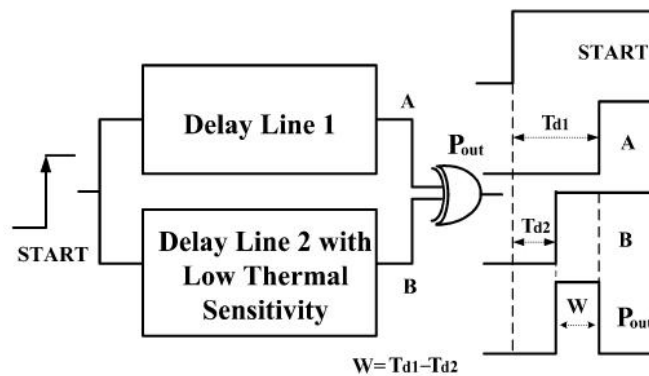


Figura 1.5: Esquema detallado de sensor basado en línea de retardo.

Aparte de los modelos anteriores, existen otras implementaciones basadas en el retardo de las líneas de conexión entre distintos elementos de un circuito. Según muestran los artículos [2] y [3], sin utilización alguna de transistores bipolares se han obtenido sensores que están fundamentados en la utilización de dos líneas de retardo que son usadas para generar una salida en forma de pulso inversamente proporcional a la temperatura medida por el sensor. El diseño de este tipo de sensor incluye un convertidor TDC que será el encargado de obtener una señal digital a partir del pulso que da el sensor. Estos sensores implementados bajo tecnología CMOS poseen un área extremadamente pequeña, así como un consumo mínimo, características logradas en parte gracias al reemplazo del convencional ADC por este tipo de convertidor. Son sensores altamente lineales y que no requieren métodos DEM para corrección de curvas de función de transferencia para alcanzar una exactitud satisfactoria. Con una estructura extremadamente simple, los circuitos propuestos en estos artículos prometen una área de *chip* muy pequeña, una velocidad de conversión factible, consumo de energía bajo, resolución efectiva relativamente buena y una gran exactitud en la medida al mismo tiempo. El único inconveniente es la elevada cantidad de inversores necesarios para obtener la señal donde se realiza la medida. Las características así como las caracterizaciones realizadas sobre este tipo de sensores se pueden encontrar en los artículos anteriormente referenciados. Tanto la figura 1.4 como la 1.5, muestran los esquemas de los bloques básicos en los que se basan los sensores descritos en este párrafo.

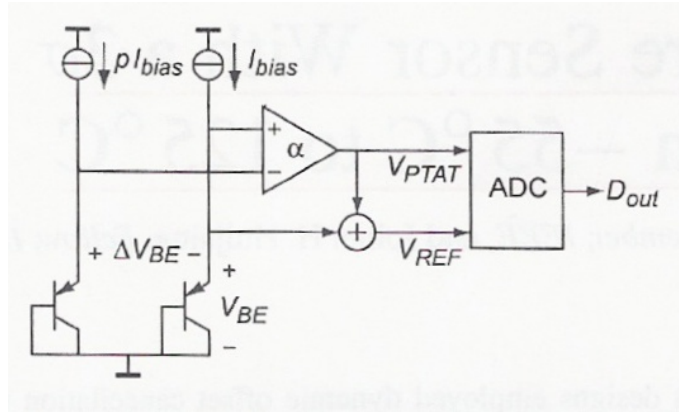


Figura 1.6: Principio de operación del sensor de temperatura de amplio rango de temperaturas de funcionamiento.

Existen artículos que presentan sensores de temperatura CMOS integrados en los que se ha optado por eliminar el limitado rango de temperaturas de funcionamiento. Un claro ejemplo es el artículo [4], en el que se propone un sensor que opera en el rango de temperatura militar (-55°C to 125°C). En este caso, el sensor utiliza transistores de substrato PNP. Muchos sensores de temperatura CMOS integrados se encuentran basados en características parásitas de transistores bipolares relacionadas con la temperatura. Estos sensores consiguen que los errores obtenidos por las no linealidades del circuito sean reducidas a un nivel de 0.01°C . Esto es conseguido gracias al uso de métodos DEM, por un recorte de ganancia de corriente independiente mediante un PTAT, y un $\Sigma\Delta$ ADC de segundo orden. Utilizan también un circuito corrector para hacer que el sensor sea insensible a las variaciones de ganancia de corriente producidas en los transistores de

substrato bipolar, y a las variaciones en la alimentación de tensión. La tensión de base-emisor del transistor bipolar utilizado es la única fuente de error significativa de este tipo de sensores. Las figuras 1.6 y 1.7 muestran los esquemas circuitales en los que está basado el sensor de temperatura visto.

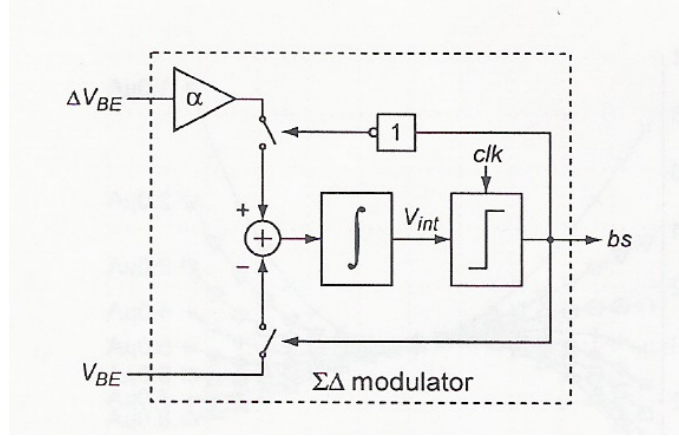


Figura 1.7: Diagrama de bloque de el modulador $\Sigma\Delta$.

Las investigaciones en el campo de estos dispositivos son tan variadas que se pueden encontrar artículos, como el referenciado [5], en los que el tratamiento de los errores de inexactitud comentados anteriormente llega a complicar en exceso el circuito con la intención de alcanzar casi una eliminación de éstos. Utilizan técnicas DEM para intentar lograr una exactitud de 1°C sin necesidad de calibración. En la siguiente figura 1.8, se muestra las complejidades circuitales que presenta este sensor con el fin de conseguir el objetivo de reducir el error en la medida.

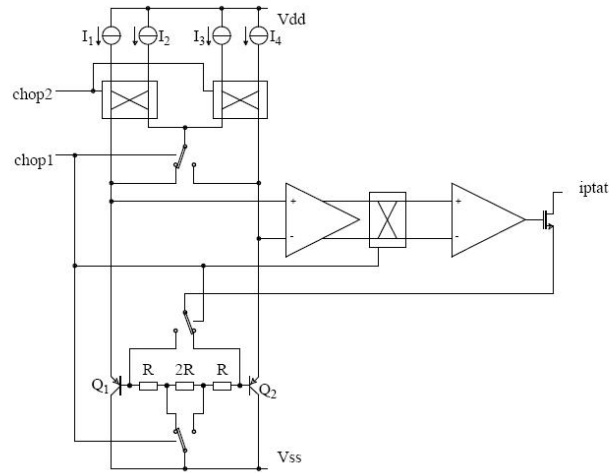


Figura 1.8: Esquema de un generador de corriente PTAT de alta exactitud.

En la siguiente tabla 1.2, se presenta en forma de resumen las características y parámetros que poseen los sensores anteriormente descritos, así como otros sensores de temperatura integrados diseñados en fechas recientes.

Referencia sensor	Resolución ($^{\circ}\text{C}$)	Error ($^{\circ}\text{C}$)	Consumo de potencia	Area (mm^2)	Velocidad de conversión (Medidas/s)	Rango de temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	Tecnología CMOS
[7]	0.625	± 1	$7 \mu\text{W}$	1.5	50	-40 - 120	2μ
[8]	0.25	± 1	$1 \mu\text{W}$	3.32	10	-55 - 125	0.6μ
[5]	0.25	2	$300 \mu\text{W}$	4.5	4	-40 - 127	0.7μ
[9]	0.15	± 1.5	N/A	2.8	N/A	-50 - 120	0.7μ
[10]	0.015	± 0.5	$429 \mu\text{W}$	2.5	0.125 - 30	-50 - 125	0.5μ
[3]	0.16	-0.7 - +0.9	$10 \mu\text{W}$	0.175	10k	0 - 100	0.35μ

Cuadro 1.2: Comparación de sensores de temperatura integrados recientes

En este proyecto se presenta y se caracteriza un nuevo diseño de sensor de temperatura CMOS integrado. Este diseño está basado en el análisis de la variación de los tiempos de subida y bajada de los flancos que existen en cualquier pulso transmitido para obtener una medida de la temperatura a la que se encuentra el *chip* o parte de él. El modelo obtenido posee unas buenas características en cuanto a área y consumo de potencia, con una velocidad de conversión y resolución aceptables, y debida exactitud.

Este proyecto profundiza en una línea de investigación en el campo de los sensores de temperatura integrados aún sin desarrollar del todo, por lo que puede dar un gran impulso a la consecución de nuevos trabajos que puedan mejorar lo ya conseguido con este trabajo, así como la aparición de nuevas e ingeniosas ideas que se puedan llevar a cabo dentro de este apasionante e importante mundo de los sensores.

1.2. Objetivos del proyecto

La finalidad de este proyecto es proponer un nuevo modelo de sensor de temperatura integrado que pueda ser incluido en *VLSI chips*, el cual goce de las características de bajo consumo de potencia, ocupación mínima de área en el *chip* y una definición en cuanto a la medida de temperatura muy comparable a los mejores sensores de temperatura semejantes al que queremos implementar.

Con el fin de alcanzar esta meta se ha buscado una variable secundaria genérica que todo circuito o sistema electrónico posee en su interior, la cual nos sirve para medir la temperatura que presenta éste con un alto grado de exactitud, no perdiendo de vista el lograr al mismo tiempo una arquitectura óptima para el sensor. La variable secundaria en la que se basa el modelo que nos va a servir para monitorizar la temperatura es el retardo que experimentan las líneas de datos, y más específicamente, la variación sufrida con la temperatura del tiempo de subida en los flancos de señal. Veremos que una vez diseñado completamente el sensor, se ha optado por una verificación del funcionamiento aislado de éste mediante medidas y simulaciones. Dichas medidas tienen como fin la caracterización en área, tiempos y consumos del esquema circuital propuesto.

Cabe destacar que este proyecto abre una nueva línea de trabajo dentro de los sensores de temperatura integrados, ya que una vez alcanzado el objetivo de este proyecto, se podrá implementar por ejemplo un mecanismo de sincronización y comunicación entre varios sensores del diseño propuesto en este proyecto, con el fin de poder llevar este mecanismo a un sistema electrónico completo en el que poder medir la temperatura, y poder verificar así, el sistema completo junto con el conjunto de sensores. Una vez verificado y analizado

todo el sistema anteriormente descrito, se podrá optar por la ejecución y caracterización de aplicaciones en este sistema para obtener modelados de temperatura que puedan ser de gran utilidad a algoritmos que intentan estimar el comportamiento térmico de cualquier sistema electrónico.

1.3. Estructura de la memoria

La presente memoria está estructurada del siguiente modo con el fin de que su lectura así como su accesibilidad, sean lo más cómodas al lector que se preste a su lectura:

El primer capítulo, capítulo 1, titulado **Introducción** presenta un prólogo del proyecto realizado, en el que se describe el estado del arte de la tecnología donde este tiene su ámbito, los objetivos de este y la estructura de la presente memoria.

En el segundo capítulo, capítulo 2, denominado **Fundamentos**, se presentan las ideas en los que este proyecto tiene sus bases. Primero se han analizado los efectos térmicos que produce la temperatura sobre los circuitos integrados, a continuación se han presentado las fuentes que existen dentro de los circuitos integrados y que generan las altas temperaturas que afectan al funcionamiento de estos. Finalmente, se explica el por qué de la necesidad de sistemas de medida térmica para el desarrollo de políticas de optimización de temperatura.

En el capítulo tercero, capítulo 3, denominado **Medida de temperatura**, se muestran todos los aspectos relacionados con la medida de la temperatura, además de analizar diversos modelos de sensores de temperatura integrados, diferenciados entre sí por el principio en el que se basan, así como ver las líneas futuras de trabajo de estos. Este capítulo finaliza con las justificaciones de diseño, por las cuáles el modelo de sensor integrado de temperatura descrito en el siguiente capítulo es el que mejor se atañe a todas las necesidades presentes.

En el capítulo cuarto, capítulo 4, titulado **Descripción del sensor integrado**, se expone y describe el modelo del sensor integrado diseñado en este proyecto. En este capítulo, se realiza una descripción general de las características y funcionalidades del transductor propuesto, centrándose posteriormente en cada uno de sus bloques para realizar un análisis más detallado. En cada una de las secciones que forman este capítulo, se expondrán y se explicarán las diversas decisiones de diseño tomadas, realizándose una verificación funcional del diseño del sensor integrado al final del capítulo, con la única intención de mostrar al lector la correcta funcionalidad del dispositivo.

En el capítulo quinto, capítulo 5, titulado **Caracterización del sensor**, se presenta y describe detalladamente cada una de las caracterizaciones realizadas sobre el modelo del sensor integrado de temperatura desarrollado en el presente Proyecto Fin de Carrera. A través de la determinación experimental de los valores de la señal de salida que nos proporciona el dispositivo para determinados estímulos de entrada, se exhibirán las características y especificaciones que presenta el modelo de sensor integrado de temperatura propuesto. Como fin y cierre de este capítulo, se expone los resultados y conclusiones obtenidas de la caracterización realizada.

En el último capítulo, capítulo 6, titulado **Conclusiones y líneas futuras**, se presentan las conclusiones finales obtenidas a lo largo del diseño y realización de este modelo de sensor integrado de temperatura, así como la descripción de las líneas futuras

que pueden surgir de este Proyecto Fin de Carrera.

Al final de esta memoria, se ha visto la necesidad de añadir dos apéndices con el fin de recoger, por un lado todos los acrónimos que han sido utilizados a lo largo de esta memoria (Apéndice A), mientras que por otro lado reunir para el posible interés del lector, las figuras donde se encuentran contenidos los planos de base de los distintos bloques electrónicos que constituyen el sensor integrado de temperatura diseñado (Apéndice B). Estos apéndices sin duda facilitarán la lectura y búsqueda de información en esta memoria.

Esta memoria ha sido escrita en L^AT_EX ya que este es un sistema de composición tipográfica muy conveniente en la generación de documentos matemáticos y científicos, con la calidad tipográfica elevada que este tipo de documentos requieren. Para saber más sobre este sistema tipográfico puede acceder a la siguiente referencia [6].

Capítulo 2

Fundamentos

En este capítulo se presentan las ideas y los fundamentos en los que este proyecto se basa. Primero se van a analizar los efectos térmicos que produce la temperatura en los circuitos integrados, para que partiendo de estos conocimientos ya adquiridos se presenten las fuentes que existen dentro de los circuitos integrados y que generan las altas temperaturas que afectan al funcionamiento de éstos. Finalmente, se explica por qué de la necesidad de sistemas de medida térmica para el desarrollo de políticas de optimización de temperatura.

2.1. Efectos térmicos de la temperatura en CI

Un circuito integrado (CI) es un *chip* muy delgado en el que se encuentran una cantidad enorme (del orden de miles o millones) de dispositivos microelectrónicos interconectados, principalmente diodos y transistores, además de componentes pasivos como resistencias o condensadores. Su área es de tamaño reducido (del orden de cm^2 o inferior). Algunos de los circuitos integrados más avanzados que nos podemos encontrar hoy en día son los microprocesadores, que son ampliamente utilizados en los múltiples mecanismos que rutinariamente manejamos, como pueden ser desde computadoras personales hasta electrodomésticos (lavadoras, frigoríficos, ...), pasando por teléfonos móviles. Debido a este gran extendido uso que poseen, se ha dedicado tiempo, esfuerzo y dinero por parte de sus fabricantes con el objetivo de que estos dispositivos alcancen altos rendimientos con un coste mínimo. Una de las líneas de mejora más acertadas de estos dispositivos ha sido tener en cuenta a la temperatura como un factor de gran importancia, ya que afecta de forma directa al funcionamiento de un dispositivo, y como tal, condiciona su diseño, fundamentalmente en caso de trabajar con dispositivos muy complejos como son los circuitos integrados.

Como se puede apreciar al observar los gráficos contenidos en las figuras 2.1, 2.2 y 2.3, existen ciertas relaciones que se pueden resumir en el siguiente hecho relevante, **la causa del aumento de la densidad de potencia que sufren los microprocesadores es debido principalmente al incremento del consumo de potencia de los microprocesadores a causa de la evolución sufrida por estos**. El aumento de dicha densidad de potencia ha conllevado implícito un aumento de la temperatura de las partes de los circuitos electrónicos donde el consumo de dichas densidades de potencia se concentra.

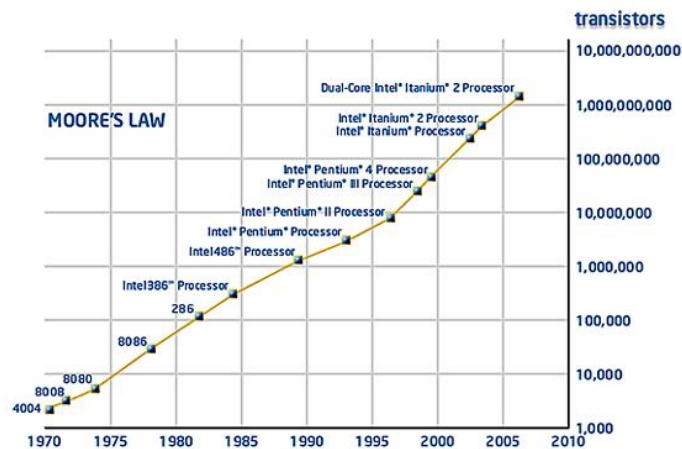


Figura 2.1: Ley de Moore. Se trata de una ley empírica, formulada por Gordon E. Moore el 19 de abril de 1965 que expresa que aproximadamente cada dos años se duplica el número de transistores en una computadora. Para más información visitar la pagina web de **Intel**

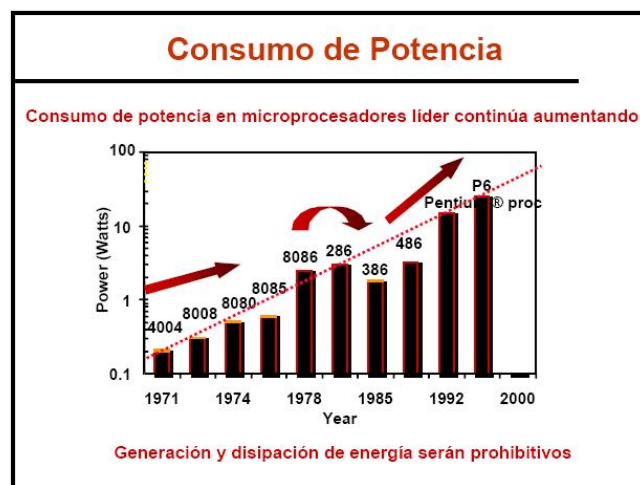


Figura 2.2: Evolución del consumo de potencia en microprocesadores. Para más información visitar la pagina web de **Intel**

Las elevadas temperaturas que pueden llegar a alcanzar los circuitos integrados comprometen de manera seria la actividad que realizan, ya que se van a generar efectos negativos en el funcionamiento normal de éstos. Estudios han verificado que los circuitos integrados desempeñan su función de forma más fiable si se encuentran a temperaturas relativamente bajas. En condiciones de temperatura ambiente¹ se puede afirmar que los dispositivos electrónicos desarrollan su actividad dentro de los márgenes de funcionamiento para los que han sido diseñados, alejándose de éstos según se va aumentando la temperatura del sistema.

Todo lo presentado hasta ahora ha servido para conocer cuáles han sido las causas que

¹Se entiende por temperatura ambiente las temperaturas en torno a 25°C.

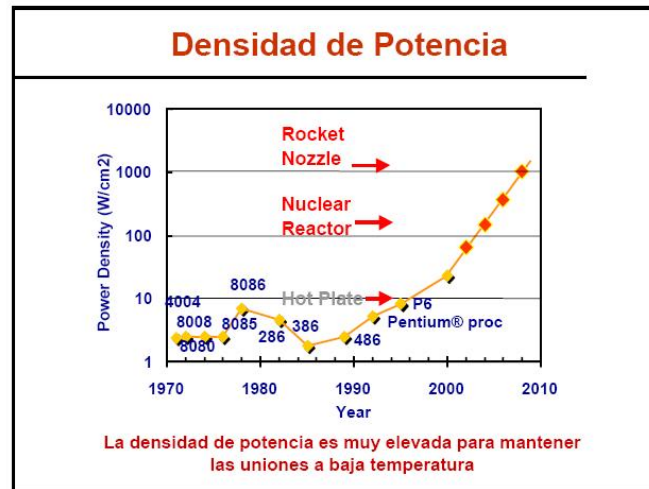


Figura 2.3: Evolución de la densidad de potencia en microprocesadores. Para más información visitar la pagina web de **Intel**

nos han llevado a que se produzcan ciertos efectos térmicos en los circuitos integrados. Vamos a ir viendo, analizando y describiendo uno a uno estos fenómenos que se producen con una frecuencia cada vez mayor en los circuitos electrónicos y que no son para nada bien recibidos.

Un efecto térmico a destacar es la variación en función de la temperatura de la movilidad de los portadores de carga, que se encuentran en los materiales básicos para la constitución de las obleas, que es el elemento sobre el que se construyen los circuitos integrados. El silicio y el germanio son los únicos elementos que tienen aplicaciones prácticas como semiconductores a día de hoy. Los derivados de estos elementos físicos se dividen en semiconductores intrínsecos y extrínsecos.

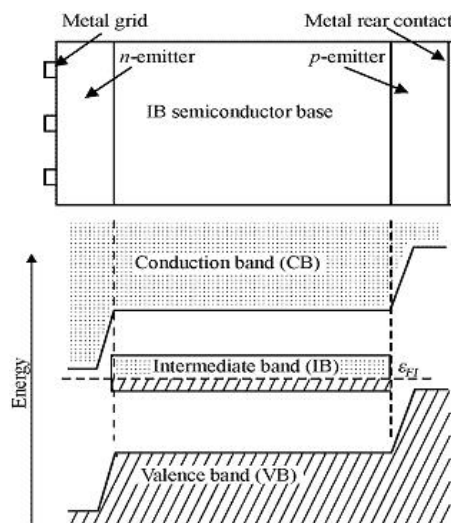


Figura 2.4: Bandas de valencia, conducción y prohibida de un semiconductor.

Los semiconductores intrínsecos se caracterizan por poseer una brecha estrecha de energía E_g entre las bandas de valencia y de conducción, y como consecuencia, dar una mayor posibilidad a los electrones que poseen suficiente energía térmica de saltar dicha brecha y entrar en la banda de conducción. Los electrones excitados dejan detrás de sí en la banda de valencia niveles de energía desocupados, a los que se les suele denominar comúnmente como huecos. Cuando un electrón se mueve para llenar un hueco, se crea otro en la fuente de la que procedía este segundo electrón, de forma que los espacios vacíos parecen actuar como electrones de carga positiva y en mayor medida como portadores de carga eléctrica. En definitiva, cuando se aplica un voltaje eléctrico a estos materiales, los electrones de la banda de conducción se aceleran hacia el terminal positivo, en tanto que los huecos de la banda de valencia se mueven hacia el terminal negativo, por lo tanto se produce conducción mediante el movimiento de electrones y de huecos.

La conductividad, parámetro que se puede definir como el menor o mayor grado de dificultad que encuentran los portadores de carga al desplazarse, queda determinada por el número de pares electrón hueco como se muestra en la ecuación 2.1.

$$s = n_e \cdot q \cdot m_e + n_h \cdot q \cdot m_h \quad (2.1)$$

donde n_e es el número de electrones en la banda de conducción, n_h es el número de huecos en la banda de valencia, y m_e y m_h son las movilidades de electrones y de huecos respectivamente. En el caso de que los conductores sean intrínsecos, nos encontramos con que $n = n_e = n_h$, siendo por tanto que la conductividad de éstos es la mostrada por la ecuación siguiente:

$$s = n_e \cdot q \cdot (m_e + m_h) \quad (2.2)$$

Con un control de la temperatura, se puede controlar el número de portadores de carga, o lo que es lo mismo, la conductividad eléctrica del material. En el cero absoluto, todos los electrones se encuentran en la banda de valencia, así que todos los niveles de la banda de conducción se hallan desocupados. Conforme aumenta la temperatura, hay mayores probabilidades de que se ocupe un nivel de energía en la banda de conducción, de forma que existen del mismo modo idénticas probabilidades de que se desocupe un nivel en la banda de valencia. El número de electrones en la banda de conducción, que es igual al número de huecos en la banda de valencia, está dado por:

$$n = n_e = n_h = n_o \cdot e^{-\left(\frac{E_g}{2 \cdot k \cdot T}\right)} \quad (2.3)$$

donde la brecha de energía no se puede considerar como constante, porque de hecho también depende de la temperatura. Temperaturas elevadas permiten un aumento en el número de electrones que cruzan la zona prohibida y, por tanto, hacen que se incremente la conductividad:

$$s = n_e \cdot q \cdot (m_e + m_h) \cdot e^{-\left(\frac{E_g}{2 \cdot k \cdot T}\right)} \quad (2.4)$$

El comportamiento del semiconductor es opuesto al de los metales, ya que conforme aumenta la temperatura se incrementa la conductividad, por que en los semiconductores

están presentes más portadores de carga, en cambio en el metal la conductividad se reduce, debido a la menor movilidad de sus portadores de carga.

Si se retira la fuente de energía o voltaje de excitación, se vuelven a combinar los huecos y los electrones después de cierto periodo de tiempo. El número de electrones en la banda de conducción se reduce con una rapidez dada por:

$$n = n_o \cdot e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)} \quad (2.5)$$

donde t representa el tiempo desde que se ha eliminado el campo, y τ es una constante conocida como tiempo de recombinación.

En vista de que pequeñas variaciones de temperatura pueden afectar el comportamiento de un semiconductor intrínseco, se puede agregar una pequeña cantidad de impurezas para producir un semiconductor extrínseco. La conductividad de este semiconductor dependerá principalmente del número de átomos de impureza, y en un rango específico de temperatura incluso ser independiente de esta.

Hay que comentar que el efecto producido sobre la movilidad de los portadores debido a la temperatura también provoca otros efectos indirectamente relacionados, como puede ser un aumento o disminución de la velocidad de respuesta de los transistores. Además en estos componentes también se produce una reducción de su tensión umbral con el aumento de la temperatura. La siguiente figura 2.5 muestra una relación entre la tensión umbral de puerta-fuente y la temperatura existente en la unión.

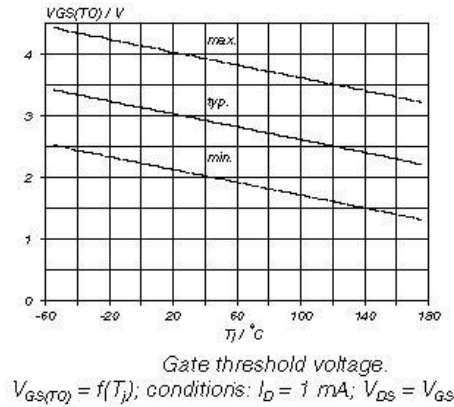


Figura 2.5: Curva tensión umbral puerta-fuente / temperatura de la unión.

Esta curva se da para tres valores: mínimo, típico y máximo. La relación entre la tensión $V_{GS(TO)}$ y la temperatura de la unión es inversamente proporcional, con igual pendiente para los tres valores de la curva.

Otro efecto producido también en estos componentes es la variación de la resistencia drenador-fuente con la temperatura, consecuencia íntimamente relacionada con la velocidad de respuesta de los transistores. La figura 2.6 muestra la relación que existe entre la temperatura de la unión y el parámetro a , que se define como:

$$a = RDS_{(on)} / RDS_{(on)290K} \quad (2.6)$$

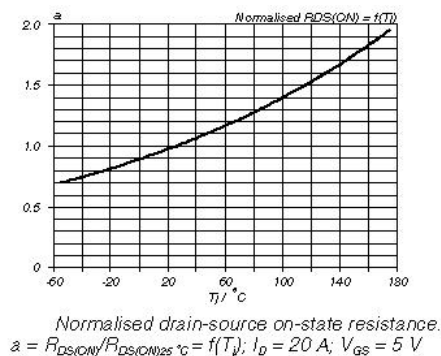


Figura 2.6: Curva de la resistencia drenador-fuente normalizada en estado de conducción.

Como se observa en la gráfica, representa una parábola muy abierta, donde el parámetro a crece conforme lo hace la temperatura de la unión. Los valores de la temperatura pueden ser tanto negativos como positivos, pero el valor de a siempre es positivo.

Así mismo, destacar que también otro parámetro característico de los transistores como puede ser la corriente subumbral de fugas aumenta exponencialmente con la temperatura. La corriente de fugas se debe a los portadores minoritarios que atraviesan la unión colector-base inversamente polarizada. A altas temperaturas esto produce un aumento significativo en la potencia total de fugas, que en dispositivos diseñados con tecnologías de 90 nm puede suponer hasta un 40 % de la potencia total disipada. En la sucesiva figura podemos corroborar todo lo expuesto en la relación existente entre la temperatura y dicha corriente de fugas.

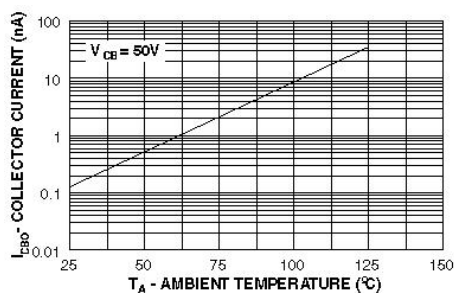


Figura 2.7: Curva corriente de fugas - temperatura.

Éstos, entre otros efectos, reducen la robustez frente al ruido del circuito electrónico, ya que se reduce la barrera que puede activar los transistores. La dependencia de estos parámetros, y destacadamente la de la tensión de drenador-fuente con la temperatura, como muestra la gráfica contenida en la figura 2.8, va a afectar a la corriente de drenador de los dispositivos diseñados en base a la tecnología MOS. Un transistor MOS tiene un coeficiente térmico negativo, conforme aumenta la temperatura del dispositivo, la corriente de drenador decrece, lo que reduce la disipación de potencia. A causa de esto, a altas temperaturas se va a producir una reducción de la corriente máxima que el transistor puede llegar a entregar. La reducción de esta corriente tiene igualmente influencia sobre la velocidad de respuesta de los transistores.

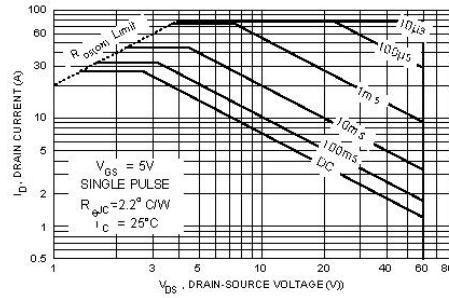


Figura 2.8: Curva corriente de drenador - tensión de drenador-fuente.

Una vez vistos todos los efectos que surgen en los dispositivos, debemos analizar también las consecuencias producidas por la temperatura en los elementos que interconectan dichos dispositivos, es decir, en las propias interconexiones que existen en el circuito integrado.

Cuando la densidad de corriente en una interconexión llega a ser elevada, se produce lo que se denomina electromigración. La electromigración es un fenómeno que sucede en todo circuito eléctrico debido al desgaste que sobre un conductor origina un continuo flujo de electrones que circulan a través de él. El desgaste no es un desgaste como tal sino que parte del material que forma un conductor se traslada a otras zonas, de tal manera que un hilo conductor llega a hacerse muy fino en un punto dado y en otro punto se hace demasiado grueso. Explicado en términos físicos, consiste en el traslado de material, causado por el desplazamiento de los iones metálicos que forman el conductor, por la transferencia del momento entre los electrones que lo atraviesan y los átomos que forman el elemento conductor. Esto provoca que en el circuito eléctrico se produzcan aperturas (zonas muy desgastadas que llegan a romperse y los electrones ya no pueden circular a través de él) o cierres (zonas que se hacen demasiado gruesas y hacen contacto con otras partes del circuito). En las figuras 2.9 y 2.10 se pueden ver claros ejemplos de estos fenómenos.

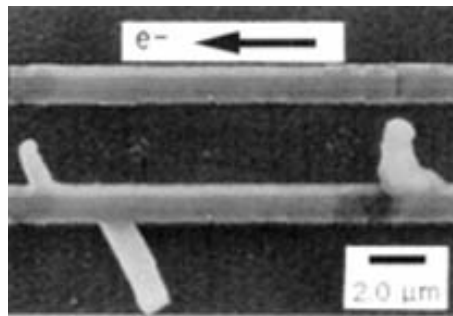


Figura 2.9: Efecto de cierre provocado por electromigración.

Las electromigraciones se incrementan de modo inversamente proporcional al tamaño de las estructuras en las que éstas pueden darse, debido a que la densidad de corriente que atraviesa las interconexiones aumenta. Es decir, cuanto más energía tengan los electrones que atraviesan un conductor, en otras palabras, cuanto más voltaje de alimentación (V_{CC}) tenga un circuito electrónico, y cuanto mayor sea el número de electrones que atraviesan el conductor (cuanta más intensidad de corriente exista), más se acelerará el fenómeno de la electromigración. Pero la electromigración es también función de la temperatura, de modo

que a mayor temperatura se produce más rápidamente.

La electromigración es un fenómeno paulatino e irreversible cuyos síntomas son que poco a poco comienzan a producirse errores y cuelgues, se necesita más voltaje para funcionar a la misma frecuencia o bien sólo funciona con más voltaje y a frecuencias más bajas incluso que la nominal, hasta que definitivamente el circuito electrónico queda inservible. El tiempo medio de fallo de un circuito electrónico debido a este efecto depende exponencialmente del inverso de la temperatura. Por tanto, a altas temperaturas el tiempo de vida del circuito se verá reducido.

La temperatura también tiene sus efectos sobre la integridad de la señal y los tiempos de retardo en las líneas de interconexión. Tanto la resistencia como la capacidad de las pistas son directamente proporcionales a la temperatura, por lo que sus variaciones afectarán a los retardos del circuito. Otros elementos que también se encuentran afectados son las uniones de polisilicio con metal existentes en las pistas de conducción, que igualmente aumentan su impedancia de forma considerable con la temperatura.

Este retardo intrínseco entre dispositivos, ocasionado por el incremento de la temperatura en un cuerpo, provoca un aumento en la agitación de sus electrones libres, y por tanto, en la velocidad de arrastre de éstos. Esta situación, en muchas pistas deja de ser despreciable debido a la longitud o a la estructura de éstas, y provoca que las señales que las atraviesan cambien su velocidad. Resaltar que ésta es la particularidad producida por la temperatura sobre la que se basa este Proyecto Fin de Carrera, ya que es una característica interesante para poder determinar la temperatura a la que se encuentra un dispositivo o una parte de él.

Por otro lado, existe un efecto apreciable que es el autocalentamiento de las metalizaciones de las interconexiones debido al efecto Joule. Esto se debe principalmente a que las interconexiones están separadas del sustrato de silicio y del disipador por varias capas de materiales aislantes que tienen conductividades térmicas inferiores a la del silicio. La existencia de estos gradientes térmicos en el *chip* da lugar a perfiles de resistencia en las interconexiones no uniformes, lo que tiene un importante efecto en el diseño y la optimización de estas interconexiones y pistas. Esto es especialmente importante en las pistas de alimentación y masa, ya que un aumento en su resistencia produce un incremento en la caída de tensión, lo que va a modificar la alimentación de los distintos bloques del sistema, y respectivamente su funcionamiento.

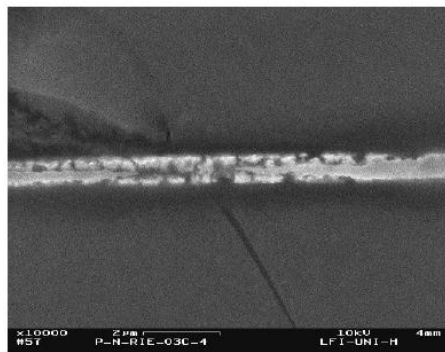


Figura 2.10: Efecto de apertura provocado por electromigración.

A los todos los efectos expuestos se les deben añadir las tensiones mecánicas que se pueden producir como consecuencia de la aparición de grandes gradientes térmicos en el *chip*. Esto afecta directamente al deterioro físico y a la fiabilidad del *chip*.

2.2. Fuentes de temperatura en CI

Los circuitos electrónicos presentan una particularidad frente a otros tipos de elementos que nos podemos encontrar en nuestra vida. Esta particularidad a resaltar es que poseen la propiedad incómoda de que el calentamiento que experimentan no es homogéneo en toda su superficie, sino que la temperatura medida dentro del dispositivo depende del lugar que tengamos bajo observación. Existen partes del circuito que son más propensas a alcanzar elevadas temperaturas que otras, pero tienen la particularidad de que dichas zonas no tienen una ubicación estable y determinada a lo largo del tiempo, lo que complica considerablemente cualquier estudio sobre el comportamiento térmico de un dispositivo electrónico.

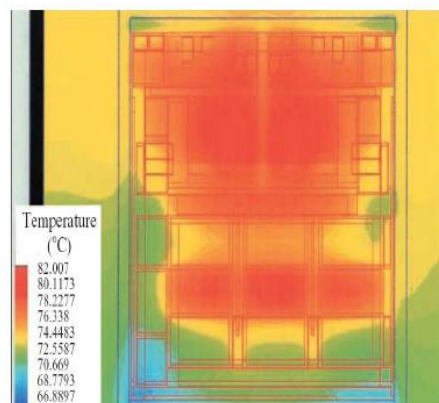


Figura 2.11: Modelado térmico de un circuito integrado.

Las diferencias de temperatura existentes entre los puntos más calientes y el resto del circuito pueden encontrarse entre 5 y 30°C aproximadamente. Estos gradientes térmicos en los casos más acusados pueden ocasionar, como hemos comentado en los últimos párrafos de la sección 2.1, desde un incremento del ruido generado por los dispositivos e incremento de los retardos entre las distintas unidades, hasta fallos generales provocados por las variaciones que pueden sufrir las líneas de suministro de alimentación con respecto a los cambios de temperatura. Todos estos inconvenientes para el funcionamiento del circuito, así como sus efectos sobre él provocan que la medida de la temperatura de estos dispositivos tenga una gran importancia aunque no sea un asunto nada sencillo.

Pero el efecto más devastador provocado por la existencia de los comentados grandes gradientes térmicos, es el conjunto de tensiones mecánicas a las que está sometido el propio *chip*, como ha sido brevemente referido en la sección 2.1. Estas tensiones mecánicas, en el caso de existir dilatación, mantienen con la temperatura del dispositivo la siguiente relación:

$$\epsilon = \frac{\Delta \cdot L}{L} = \alpha \cdot \Delta T \quad (2.7)$$

donde ϵ es lo que se denomina elongación. El problema importante surge cuando existen elongaciones diferentes en partes distintas del sistema. Las causas de estas elongaciones vienen provocadas por la existencia de diferentes temperaturas dentro del circuito, como hemos comentado anteriormente, o por existir diferentes materiales en la construcción de éste. Considerando por ejemplo que tenemos una placa de circuito integrado donde existen diferentes temperaturas en las diversas partes de las que consta este circuito, donde la variación de la temperatura puede estar por ejemplo provocada por algún componente existente, existe por lo comentado anteriormente una elongación mayor en la superficie 1 que en la superficie 2 de forma que la placa debe adoptar la forma presentada en la figura 2.13 para cumplir que una superficie tenga mayor longitud que la otra, y no llegar a la ruptura de la placa.

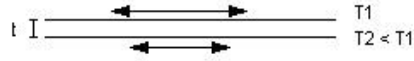


Figura 2.12: Modelado térmico de un circuito integrado.

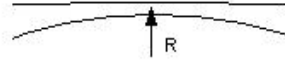


Figura 2.13: Modelado térmico de un circuito integrado.

Si nos basamos en la ecuación 2.8, donde α es aproximadamente 20 ppm/°C para PCB y t aproximadamente 1mm, obtenemos que $(1/R) = 1$, que es un efecto físico producido bastante importante. Dentro de los circuitos integrados, los que más van a sufrir más los efectos termomecánicos son los componentes superficiales, en contra de los de inserción.

$$\frac{1}{R} = \frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{t} = \frac{\alpha \cdot (T_1 - T_2)}{t} \quad (2.8)$$

La solución evidente es evitar estos gradientes elevados de temperatura por ejemplo con el uso de tornillos que pueden servir de conductores de calor entre las superficies. Como sabemos, la mayor dilatación en PCB es en el eje Z, ya que en esa dirección no existen fibras de vidrio capaces de sujetar el epoxi en la dilatación. Esto es debido a que en un circuito integrado tenemos la siguiente distribución de los valores de α , lo que tiene el peligro de provocar fracturas.

$$\alpha = 10 - 20 \text{ ppm/}^\circ\text{C en el eje x} \quad (2.9)$$

$$\alpha = 60 - 180 \text{ ppm/}^\circ\text{C en el eje z} \quad (2.10)$$

Otra solución acertada es elegir materiales de α parecidos evitando así todo lo anterior. Un ejemplo de parámetros α para materiales comunes en la construcción de circuitos integrados se presenta en la tabla 2.1.

PCB	10-20 ppm/°C
Cu	16 ppm/°C
Cerámica	5-7 ppm/°C

Cuadro 2.1: Tabla de parámetros α para materiales comunes en la fabricación de un circuito integrado.

Para la detección y análisis de los puntos calientes se han evaluado varias alternativas. Los métodos de medida tradicionales, usando elementos o componentes tales como termopares, termistores o sensores similares, debido a las características generales que poseen sus sensores y a causa del reducido tamaño de los sistemas electrónicos donde queremos realizar las medidas, únicamente nos permiten dar a conocer el valor térmico global del sistema bajo medida, que si bien puede ser un tanto orientativo, no permite afinar en la detección de los puntos calientes de este sistema. Por tanto, no permite por ejemplo averiguar en qué puntos es posible que exista algún tipo de error de diseño, de montaje, o incluso de funcionamiento en cuanto a una posible elevada disipación respecto a lo que teóricamente se preveía.

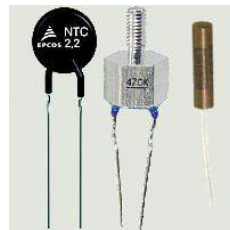


Figura 2.14: Modelados comunes de termistores que se encuentran en el mercado.

Estos sensores, además de poseer todas las ventajas e inconvenientes descritos en la sección 1.1, ven afectado su funcionamiento por las señales de alta frecuencia con las que habitualmente se trabaja en dispositivos tales como un microprocesador.

Otros sensores térmicos más modernos y de gran difusión hoy en día, como son los detectores de infrarrojos, tampoco presentan una aplicabilidad óptima para el caso estudiado, pues requieren un contacto visual directo con el silicio del dispositivo, y esto queda imposibilitado por el encapsulado de estos sensores; así mismo, son dispositivos que por su reciente aparición en el mercado presentan costes considerablemente elevados, por lo que disminuye sus posibilidades para ser utilizados para el fin deseado, en los dispositivos aquí descritos.

Como consecuencia de todo lo anterior y por las grandes ventajas que presentan, las cuáles han sido descritas ampliamente en la sección 1.1, los sensores de temperatura integrados son la mejor solución para el análisis, evaluación y modelado de los puntos calientes.

2.3. Justificación de la necesidad de sistemas de medida térmica para el desarrollo de políticas de optimización de temperatura

Los continuos avances tecnológicos en el campo de los semiconductores han permitido aumentar considerablemente el rendimiento de los sistemas electrónicos en general. Esto tiene como contrapartida un incremento significativo de la potencia disipada. El aumento de la potencia consumida, unido a la disminución del área del *chip*, da como resultado un incremento en la densidad de potencia. El aumento de la densidad de potencia llevará asociado un incremento notable de la temperatura del *chip*.

El impacto que tiene la temperatura en los diseños microelectrónicos es muy significativo. Un aumento importante de la temperatura repercute negativamente en el funcionamiento normal del circuito (disminuye su rendimiento) y en la potencia que consume (aumento de la potencia de fugas). Además, también reduce su tiempo de vida medio. La aparición de temperaturas muy elevadas o de gradientes térmicos en la superficie del *chip* muy acusados, pueden incluso llegar a provocar daños físicos en el dispositivo. Esto requerirá un gran esfuerzo en el desarrollo de técnicas de enfriamiento, que han demostrado ser muy complejas y de un coste elevado.

Dado el aumento en la importancia de la temperatura en el diseño de circuitos integrados, en los últimos años han aparecido varias políticas de optimización de temperatura que intentan estimar el comportamiento térmico de un *chip*. Estos modelos son el elemento clave del diseño orientado a temperatura, ya que permiten caracterizar y predecir el comportamiento térmico de los dispositivos a lo largo de todo el proceso de diseño, pudiéndose así corregir errores.

Debido a que la variación de la potencia supone una variación en la temperatura, se podría pensar que las técnicas para controlar la potencia máxima que disipa un *chip* podrían ser empleadas para controlar también su temperatura. Esta es una idea equivocada ya que la temperatura posee un comportamiento espacial y temporal un tanto peculiar como hemos comentado en la sección 2.2. Esto provoca que la mayor parte de las técnicas conocidas para reducir la potencia global de los circuitos no tengan un efecto apreciable en la temperatura, ya que, por un lado, estas técnicas actúan sobre la potencia total, no tienen en cuenta la densidad de potencia en los puntos calientes del *chip*. Por otro lado, estas técnicas tampoco tienen en cuenta la evolución temporal de la temperatura, que puede provocar que, incluso trabajando por debajo del umbral de potencia establecido, se puedan alcanzar temperaturas muy elevadas.

Por lo tanto, existe una necesidad dentro de las políticas de optimización de temperatura de desarrollo de sistemas de medida térmica que ayuden a corregir, reducir, y en los casos que se nos permita eliminar, los efectos producidos por las diferentes temperaturas presentes en todo circuito electrónico.

Capítulo 3

Medida de temperatura

Habiendo visto todos los efectos nocivos que la temperatura provoca en el funcionamiento de los dispositivos electrónicos, surge la necesidad de conocer y prever el estado térmico de éstos, con el fin de tener un control sobre ellos, y poder tomar ciertas decisiones para evitar así los problemas que el calentamiento pueda ocasionar.

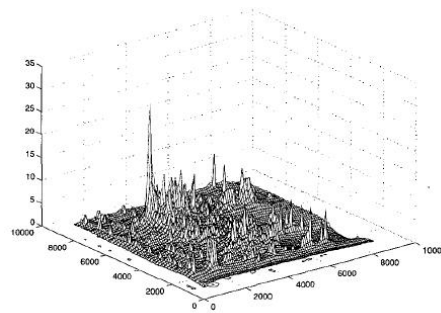


Figura 3.1: Ejemplo de una gráfica de modelado de temperatura en 3D de un circuito electrónico.

Partiendo de estas ideas, el tener conocimiento de la temperatura del dispositivo electrónico permite detectar anomalías y averiguar en qué puntos es posible que exista algún tipo de error de diseño, de montaje, o incluso de funcionamiento en cuanto a una posible temperatura elevada. Si en un momento dado se descubre que en un punto del dispositivo existe una excesiva disipación térmica, su causa puede estar provocada por un cortocircuito que no debería existir, o por una conexión a la cuál acceden en el mismo instante de tiempo señales diferentes de modo que puede existir una lucha¹ entre ellas. Un módulo que no tenga una temporización adecuada también puede provocar que se eleve la temperatura en una determinada parte del circuito. Por tanto, conociendo la temperatura que posee un determinado elemento, podemos corroborar si la implementación realizada cumple las especificaciones de disipación de potencia para los que fue diseñado, y en caso de no cumplirse permitir un rediseño de éste.

¹Se entiende por lucha de señales, aquella situación en la que existen dos señales sobre un mismo punto de un circuito eléctrico y cada una de ellas posee un valor de señal diferente, resultando un valor de señal incierto en el punto donde se da dicha lucha.

En este capítulo nuestro objetivo es ver todos los aspectos relacionados con la medida de la temperatura, además de analizar diversos modelos de sensores de temperatura integrados así como ver las líneas futuras de trabajo de éstos.

Como consecuencia del incremento de la relevancia de la temperatura en el diseño e implementación de circuitos integrados, en los años recientes han surgido diversos modelos de estimación de temperatura cuyo objetivo es estimar el comportamiento térmico de cualquier sistema electrónico.



Unos ejemplos de modelos de estimación de temperatura, como muestran las referencias [11] ó [12], están basados en redes equivalentes RC, las cuales permiten modelar las transferencias de calor existentes en cualquier dispositivo empleando únicamente resistencias y capacidades térmicas equivalentes. Con este método, se pueden utilizar las fórmulas y expresiones empleadas en teoría de circuitos para obtener los valores de temperatura. Para estos modelos es de vital importancia modelar el circuito electrónico mediante su resistencia y su capacidad térmica equivalente. La manera de encontrar los valores de las resistencias y capacidades de una red eléctrica aparece adecuadamente explicada en la referencia [13]. En la referencia [11] se muestra el modelo *TEMPEST*, en el cual la temperatura se modela utilizando un único par RC para todo el *chip*. El principal inconveniente de este modelo es que únicamente aporta información sobre el calentamiento global del dispositivo electrónico, ignorando las variaciones térmicas locales que realmente existen. Por otro lado, en la referencia [12] se presenta el denominado modelo *HotSpot*, el cual presenta la gran ventaja de permitir el modelado del comportamiento térmico de procesadores de altas prestaciones a nivel de arquitectura. Para conseguir esto, divide el

chip en diferentes bloques térmicos que están íntimamente relacionados con las distintas unidades funcionales de las que consta el *chip*. Un ejemplo donde se ha utilizado este modelo está representado en la figura 3.2.

Existen otras metodologías más avanzadas, como muestran las referencias [14] ó [15], en los que se presenta un modelo en tres dimensiones para sistemas multicapa, en el que el *chip* se divide en un conjunto de bloques del mismo tamaño para los que se calculan las transferencias de calor que existen entre ellos, ofreciendo información detallada sobre la distribución térmica existente. Su principal problema radica en que requieren información muy detallada sobre el *layout* del *chip* para saber qué está ocurriendo en él. Hay que añadir a sus inconvenientes, que estos modelos sólo muestran la distribución térmica del circuito electrónico sobre el que se aplican cuando éste se encuentra en un estado estacionario, por lo que no informan sobre su evolución temporal. En las siguientes figuras se muestran unos ejemplos de modelos de temperatura que presentan estas metodologías.

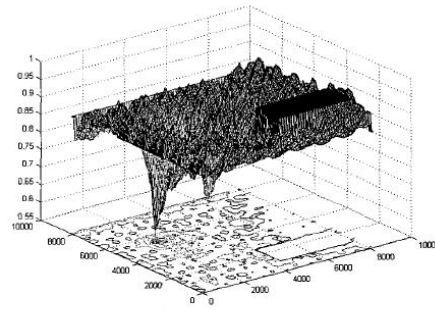


Figura 3.3: Gráfica de la variación de la distribución de fugas.

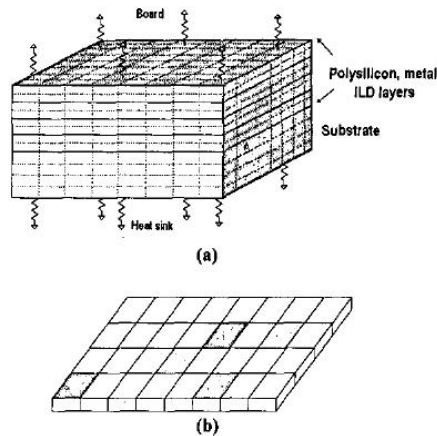


Figura 3.4: Modelos de temperatura de circuitos en 3D: a) Modelado térmico de un *chip*; b) Modelado térmico de una capa de material no homogénea.

La mayoría de los modelos que se han presentado en párrafos anteriores están basados en la potencia que el *chip* disipa para a partir de ella calcular el parámetro de interés, la temperatura. El cálculo de dicha potencia necesita modelos analíticos que contienen información detallada de la implementación de los bloques lógicos de los que consta el

chip. Los autores del artículo reseñado en la referencia [16] presentan un método diferente para obtener los valores de potencia necesarios para el cálculo de la temperatura. En este caso, el modelo se obtiene a partir de unas medidas eléctricas empleando un conjunto de *benchmarks* que se aplican al procesador que se quiere analizar. Esto dota de mayor flexibilidad, ya que no está restringido por la arquitectura que posee el dispositivo. Sin embargo, este modelo no permite observar el comportamiento térmico a lo largo del tiempo que sufre el *chip*.

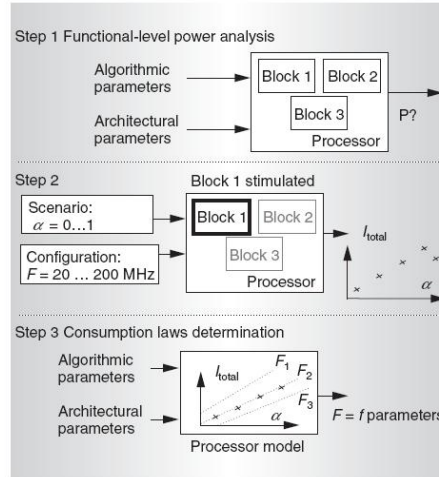


Figura 3.5: Pasos que sigue el modelo basado en *benchmarks*.

Aparte de los modelos anteriores, existen otros métodos mucho más evolucionados para analizar la distribución térmica en los circuitos integrados. Un ejemplo de ello es el modelo que muestra la referencia [17]. En este modelo la temperatura se calcula a partir de medidas que se realizan en el dispositivo en tiempo real. Para ello se insertan sensores de manera dinámica en distintos puntos del circuito. En este modelo es necesario no sólo conocer la arquitectura que se analiza sino también tener la capacidad para modificarla en tiempo real debido a la antes citada asignación dinámica de sensores. En la figura 3.6 se muestra cómo se construye un *array* temporal de sensores con el objetivo explicado anteriormente.

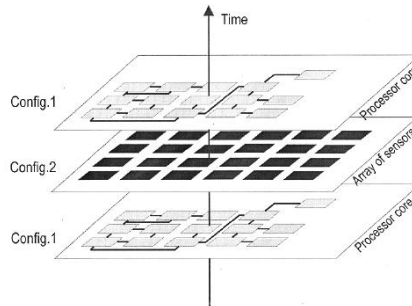


Figura 3.6: *Array* temporal de sensores para la medida de la distribución de temperatura sobre la oblea.

Un aspecto que se está beneficiando de las evoluciones sufridas en los modelos de

estimación de temperatura es el campo de la optimización del comportamiento térmico de un circuito integrado, donde la mayor parte de los esfuerzos se han dirigido hacia las técnicas en tiempo real. En [18] se analizan varias técnicas de gestión de la temperatura para controlar la disipación de potencia del dispositivo. Estas técnicas se emplean como respuesta ante determinados eventos térmicos que tienen lugar en el dispositivo.

Dentro del ámbito de la aplicación de estos modelos de estimación de temperatura, pueden destacarse las referencias [19] y [20] por su singular aplicación. En la referencia [19], los autores proponen un conjunto de técnicas predictivas que favorecen la función desarrollada por los modelos cuya misión principal es la optimización del comportamiento térmico del CI, ya que permiten estimar el comportamiento del procesador bajo análisis y así actuar más efectivamente. En la referencia [20] se consigue controlar la temperatura de ciertas partes determinadas del *chip* mediante el control de la carga de procesado, siendo su principal objetivo que la temperatura del circuito integrado sea lo más homogénea posible. Esto es a lo que se le denomina como migración de tareas. Para llevar esta técnica a cabo es necesario tener unidades funcionales replicadas situadas en distintos puntos del circuito integrado. Un gran inconveniente de este mecanismo es el elevado incremento de área final.

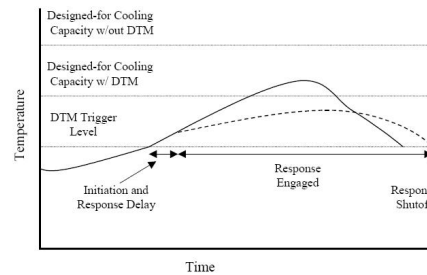


Figura 3.7: Técnica de gestión térmica dinámica.

Hay que destacar la importancia creciente que tiene el *software* en la distribución de la temperatura en el dispositivo, y cómo se beneficia de los modelos de estimación de temperatura para gestionarla. Un ejemplo se muestra en la referencia [21], en este artículo se muestra que el código que se ejecuta establece qué componentes se utilizan en cada momento y durante cuánto tiempo, lo que va a determinar el perfil de densidad de potencia del dispositivo. Los resultados obtenidos se emplean en elaborar un conjunto de estrategias para reducir la temperatura en el sistema. La principal diferencia de esta técnica con las anteriores es que la gestión de la temperatura no se realiza en este caso en tiempo real, sino que se realiza de manera estática en tiempo de compilación, es decir, antes de ejecutar el programa, se establece cómo se van a distribuir las tareas en el sistema para conseguir reducir su temperatura.

3.2. Sensores de temperatura

Como elemento más importante en cuanto a precisión, exactitud y tratamiento de la medida de los diseños basados en políticas de optimización de temperatura, los investigadores han centrado su atención en su diseño surgiendo numerosos modelos de sensores gracias al gran esfuerzo que estas personas le han dedicado. La necesidad de este

gran esfuerzo en el diseño de estos sensores ha tenido como objetivo el facilitar que las etapas posteriores de implementación del sistema de optimización de temperatura puedan explotar en gran medida sus recursos y proporcionar las máximas prestaciones posibles.

La calidad de la medida realizada por el sensor depende en gran medida de una enorme cantidad de parámetros de diseño e implementación del sensor, de los cuales, en la mayoría de los casos que propondremos, no podrán ser controlados ya que son inherentes al propio sensor. Debido a este hecho, ha sido necesario la investigación y desarrollo de estos sensores a través de diversas líneas con el fin de compensar errores que no mantienen en principio una conexión o relación aparente, surgiendo un amplio abanico de sensores que se diferencian en su principio de funcionamiento, el cual les permite tener unas ciertas ventajas en sus características respecto al resto de sensores, pero también inconvenientes que pueden llegar a ser de una relevancia tan significativa que impida su uso para ciertas aplicaciones bajo determinadas condiciones de trabajo.

A continuación describimos los modelos más destacados de sensores de temperatura, analizando para cada uno de ellos su comportamiento y diseño circuital, presentando entre otros detalles sus ventajas así como sus inconvenientes.

3.2.1. Sensores resistivos metálicos

Los sensores resistivos metálicos están basados en la propiedad de que la resistencia eléctrica de un conductor metálico depende de la temperatura. En estos conductores aunque el número de electrones disponibles para la conducción cambia poco con la variación de temperatura, las vibraciones de los átomos aumentan significativamente con el cambio de ésta, dispersando más eficazmente los electrones que se encuentran en el conductor y disminuyendo así su velocidad media, provocando por tanto indirectamente un aumento de la resistencia eléctrica del conductor.

Entre los requisitos que ha de cumplir un metal para poder ser utilizado de forma práctica como sensor resistivo de temperatura destacan los siguientes por su vital importancia:

- Tener una variación lineal de la resistencia con la temperatura, es decir, la resistencia del sensor debe responder a la expresión 3.1, donde R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia y ΔT es la variación de temperatura con respecto a la de referencia. En estos sensores, el valor de R_0 que nos encontramos en la ecuación 3.1 está impuesto por las características físicas del elemento resistivo, siendo este un parámetro que proporciona el fabricante.

$$R(T + \Delta T) = R_0 \cdot (1 + a_1 \cdot \Delta T) \quad (3.1)$$

- Poseer un coeficiente de temperatura de valor numérico elevado con el fin de garantizar una sensibilidad alta del sensor, y de valor constante, para poder asegurar la estabilidad del mismo.
- Gozar de una resistividad elevada, de modo que el valor óhmico no sea excesivamente bajo y se puedan llevar a cabo las medidas con unas conexiones de características normales.

- Disfrutar de estabilidad geométrica frente a las variaciones térmicas, y resistencia frente a las agresiones químicas.



Figura 3.8: Sensor resistivo metálico de platino.

Analizados todos los materiales anteriormente descritos, se intuye que el mejor material para realizar sensores resistivos de temperatura es el platino, por lo que existen una serie de aleaciones cuyo objetivo es simular el comportamiento de este material en un margen estrecho de temperaturas, consiguiendo buenas prestaciones a un precio mucho menor, aunque en un rango bastante reducido de temperatura.

Estos sensores suelen estar constituidos por arrollamientos o láminas del metal, componentes que sirven como elemento sensible, dispuestos sobre un sustrato de naturaleza adecuada al margen de temperaturas donde se desea que el sensor trabaje. Es de destacar que en estos sensores, el encapsulado juega un papel de gran importancia a la hora del funcionamiento. El límite en el margen de temperaturas medibles así como la constante de tiempo del termómetro en su conjunto suelen estar determinadas por las características del encapsulado.

Pueden existir dos posibles fuentes de error en el proceso de medida de estos sensores de temperatura, por lo que es necesario un análisis previo de estas fuentes con el fin de reducirlas o en el caso que se pueda eliminarlas. En primer lugar, debemos tener cuidado con el procedimiento por el que se ponen en contacto el cuerpo objeto de estudio y el sensor, ya que se debe garantizar que la temperatura de éste último es la del cuerpo. En segundo lugar debe considerarse el posible autocalentamiento del termómetro por efecto Joule como consecuencia de la corriente eléctrica utilizada para medir la resistencia. Este autocalentamiento provoca un falseo en la medida.

3.2.2. Sensores resistivos semiconductores

Una de las características fundamentales y principales de los materiales semiconductores es que presentan una resistencia eléctrica cuyo valor varía fuertemente con la temperatura. Es esta propiedad en la que se basan los sensores resistivos semiconductores para establecer su principio de funcionamiento. Estos sensores se dividen en dos grandes familias, los llamados NTCs y los PTCs. Los más utilizados y desarrollados son los NTCs por lo que serán éstos los primeros que describiremos.

Una NTC (*Negative Temperature Coefficient*) es un material semiconductor que presenta una resistencia eléctrica cuyo valor decrece al aumentar la temperatura. Esta propiedad está claramente reflejada en la gráfica 3.9.

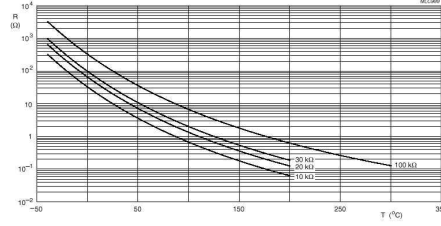


Figura 3.9: Gráfica de variación de la resistencia con la temperatura de una NTC.

La resistencia eléctrica de una NTC viene descrita por la función analítica 3.2, en la que tanto el valor de R_n como de B dependen del proceso tecnológico utilizado en la realización del termistor. El coeficiente térmico o sensibilidad normalizada viene dado en la expresión 3.3. La función de transferencia de este sensor térmico NTC es el que se ha mostrado anteriormente en la figura 3.9.

$$R(T) = R_N \cdot e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_N}\right)} \quad (3.2)$$

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} = -B \cdot T^{-2} \quad (3.3)$$

Resaltar que en los NTCs, la resistividad es como viene mostrada en la ecuación 3.4, donde hay que destacar que tanto las concentraciones como las movilidades de ambos tipos de portadores son dependientes de la temperatura.

$$\rho = \frac{1}{e \cdot (n \cdot \mu_e + p \cdot \mu_h)} \quad (3.4)$$

En la utilización de un termistor NTC como sensor de temperatura es de vital importancia el considerar el efecto que tiene la corriente que sirve para medir su resistencia sobre la temperatura final que alcanza el termistor debido a la potencia disipada. Esta corriente produce un autocalentamiento del sensor que tiene como resultado un falseamiento de la medida. Si un termistor está disipando una potencia P , la relación entre ésta y la temperatura T que éste alcanza puede ser descrita mediante la expresión:

$$P = G_d \cdot (T - T_a) + C_t \cdot \frac{d \cdot (T - T_a)}{dt} \quad (3.5)$$

Si nos fijamos en la curva V-I de este termistor, se puede observar la existencia de tres zonas dentro de la curva donde el sensor tiene un comportamiento distinto. En la primera de ellas (Zona I), el termistor presenta un comportamiento óhmico ya que la potencia disipada es insuficiente para producir un autocalentamiento apreciable, y por tanto la resistencia del termistor depende exclusivamente de la temperatura. En la segunda zona (Zona II), el autocalentamiento comienza a ser significativo, de modo que la resistencia del termistor depende ahora de la temperatura y de la corriente de medida. Finalmente, en la última de ellas (zona III), el autocalentamiento es ya dominante, de modo que la resistencia del termistor es función únicamente de la potencia disipada.

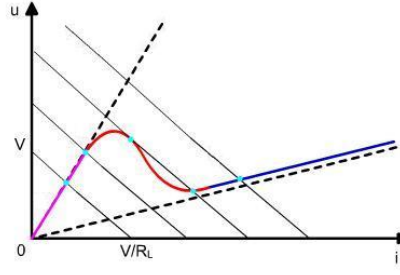


Figura 3.10: Curva característica V-I de un termistor NTC.

La constante de tiempo de estos sensores viene expresada como $\tau = C_t/G_d$. El valor de la constante de tiempo es un dato de catálogo que varía bastante de un tipo de termistor a otro, dependiendo fundamentalmente del tipo de encapsulado. Los valores típicos de este parámetro en estos sensores se encuentran contenidos dentro de un rango de 15 a 30 segundos.

Una PTC (*Positive Temperature Coefficient*) se realiza mediante la compactación de materiales que presentan una pendiente positiva en una zona determinada de su característica resistencia-temperatura. Este comportamiento es debido a la fuerte dependencia que posee la constante dieléctrica de determinados semiconductores ferroeléctricos con la temperatura. Este fenómeno da cuenta del signo positivo de la característica resistencia-temperatura, mientras que el alto valor de la pendiente está asociado a la existencia de barreras de potencial en las fronteras de grano existentes en todo cuerpo construido por compactación. Los márgenes de temperatura en los que trabaja este termistor es de 0°C hasta 100°C.

En la zona intermedia de la función de transferencia expuesta anteriormente que es la que presenta pendiente positiva, el comportamiento de este sensor puede ser aproximado por una relación exponencial empírica como la ecuación 3.6. El coeficiente térmico que tiene un termistor PTC es el dado en la expresión 3.7.

$$R(T) = A + C \cdot e^{B \cdot T} \quad (3.6)$$

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} = \frac{B \cdot C \cdot e^{B \cdot T}}{A + C \cdot e^{B \cdot T}} \quad (3.7)$$

Si nos fijamos en la curva I-V de este termistor, se puede observar de nuevo la existencia de tres zonas dentro de la curva donde el sensor tiene un comportamiento distinto. Las zonas I, II y III corresponden directamente con los mismos comportamientos descritos en la curva V-I de un termistor NTC.

Los sensores PTC presentan como principal inconveniente una gran dependencia de los valores de los parámetros con el proceso tecnológico. Esta circunstancia obliga al calibrado individual de los sensores en cualquier sistema que pretenda una cierta exactitud de medida. Su utilización más frecuente es como alarmas de temperatura o sistemas groseros de control.

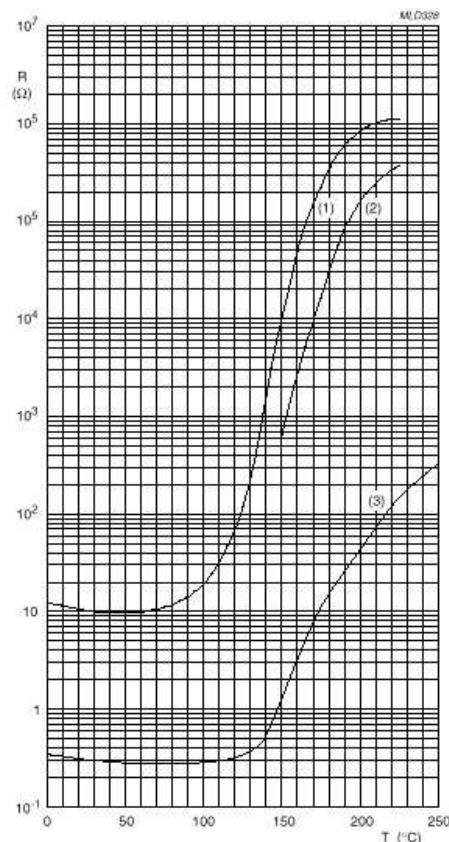


Figura 3.11: Gráfica de variación de la resistencia con la temperatura de una PTC.

3.2.3. Sensores semiconductores activos

Un simple transistor puede servir como sensor de temperatura si recordamos que la tensión base-emisor tiene la siguiente expresión:

$$V_{be} = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln\left(\frac{I_c}{I_s}\right) \quad (3.8)$$

En principio, esta expresión sugiere que la tensión base-emisor es directamente proporcional a la temperatura, situación que realmente no se da porque la corriente I_s depende con la temperatura de una manera bastante no lineal. Este problema ha sido evitado variando la corriente de colector entre dos niveles cuya relación I_{c1}/I_{c2} sea bien conocida. El mismo resultado puede ser alcanzado si se dispone de un par diferencial en el que se tenga la seguridad de que las corrientes I_s son idénticas para ambos transistores. Un par diferencial comercial típico, con $I_{c1} = 2 \cdot I_{c2}$ presenta una sensibilidad de $60 \mu V/k$ y puede operar en un rango de temperaturas entre $-50^\circ C$ y $+120^\circ C$ con error inferior a $1^\circ C$. Un esquema circuital de un par diferencial funcionando como sensor de temperatura es el presentado por la figura 3.13.

Haciendo uso de las diferencias de tensión base-emisor de uno o varios pares de transistores existentes en un espejo de corriente, podemos obtener elementos de dos terminales cuya corriente es proporcional a la temperatura. La corriente obtenida I

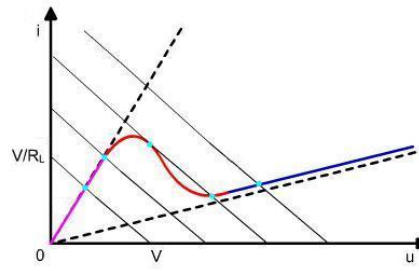


Figura 3.12: Curva característica I-V de un termistor PTC.

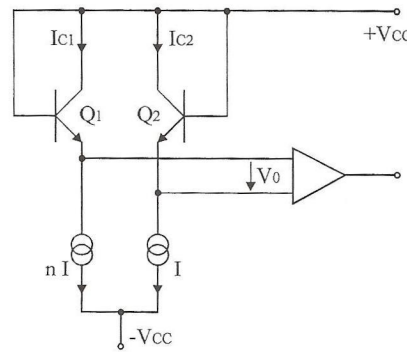


Figura 3.13: Par diferencial actuando como sensor de temperatura.

proveniente del espejo de corriente viene expresada como muestra la ecuación 3.9. Un esquema circuital de un espejo de corriente funcionando como sensor de temperatura es el presentado por la figura 3.9.

$$I = \frac{2 \cdot k \cdot \ln(N)}{R \cdot e} \cdot T \quad (3.9)$$

La principal ventaja de estos dispositivos es la de actuar como elementos de dos terminales, generando una corriente proporcional a la temperatura pudiéndose ajustar el valor de R para que la relación entre la corriente y la temperatura sea numéricamente sencilla.

El diodo es otro elemento semiconductor que también puede servir como sensor de temperatura a parte del transistor. La corriente que atraviesa cualquier diodo varía en función de la temperatura del dispositivo de acuerdo con la relación V-I del diodo. La expresión de esta relación viene expuesta en la ecuación 3.10, y representada adecuadamente en la gráfica contenida en la figura 3.15.

$$I = I_s \cdot (e^{\frac{q \cdot v}{k \cdot T}} - 1) \quad (3.10)$$

El parámetro I_s de la expresión 3.10 es dependiente de la temperatura y determina las características térmicas generales de la unión. Se puede observar cómo para una tensión fija, la corriente del diodo varía de forma exponencial respecto a la temperatura del dispositivo,

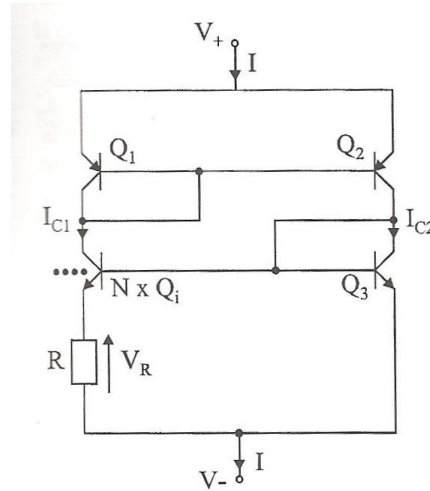


Figura 3.14: Espejo de corriente actuando como sensor de temperatura.

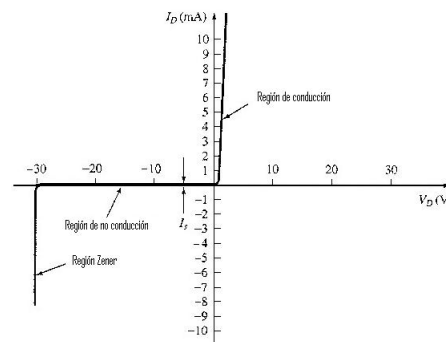


Figura 3.15: Curva V-I de un diodo real.

mientras que para una corriente fija la tensión en bornes del diodo varía linealmente respecto a la temperatura.

El empleo de un diodo como sensor de temperatura es un sistema sencillo, ingenioso y de coste reducido ya que únicamente es preciso algún circuito externo analógico para poseer un sensor térmico integrado. Además, presenta la gran ventaja añadida de que los diodos son poco vulnerables a variaciones en la tensión de alimentación. El problema que presenta esta alternativa es fundamentalmente que la temperatura medida corresponde únicamente al área que rodea al componente que se emplea a modo de sensor, y existen por tanto, grandes zonas del *chip* en las que no es posible tomar la temperatura de forma directa.

3.2.4. Termopares

Los termopares están basados en los llamados efectos termoeléctricos, los cuáles surgen fundamentalmente en circuitos eléctricos formados por materiales no homogéneos, en los que se aplica una fuerza electromotriz, y en los que existe un gradiente de temperatura entre sus partes. Estos efectos termoeléctricos son los siguientes:

Efecto de Seebeck Este efecto explica por qué en un circuito cerrado, formado por dos materiales distintos y entre cuyas uniones existe un gradiente de temperatura, aparece una fuerza electromotriz que induce una corriente eléctrica continua. La tensión de Seebeck obtenida como fuerza electromotriz depende de la diferencia de temperaturas entre las uniones del circuito, y del tipo de materiales que lo forman.

Efecto Peltier Este efecto consiste en la absorción o emisión de calor en una unión de dos conductores de distinta naturaleza por los que se está haciendo circular una corriente eléctrica, pudiéndose apreciar que cuando se invierte la corriente también se invierte el fenómeno de emisión o absorción. Este efecto depende de la pareja de materiales y de la temperatura de la unión considerada, pero totalmente independiente de cual sea ésta en la otra unión.

Efecto de Thomson Este efecto demuestra que una corriente que circula por un conductor homogéneo entre cuyos extremos existe un gradiente de temperatura, produce una emisión o absorción de calor dependiendo de las direcciones relativas de la corriente y el gradiente térmico.

Las relaciones matemáticas que relacionan estos tres efectos se denominan relaciones de Kelvin, y son fundamentales a la hora de entender el principio de funcionamiento del termopar.

El termopar permite efectuar medidas de temperatura mediante un circuito eléctrico construido por dos materiales, donde una de sus uniones se sitúa en contacto térmico íntimo con el cuerpo cuya temperatura se desea conocer, mientras que se fija la otra unión a una temperatura de valor bien conocido.

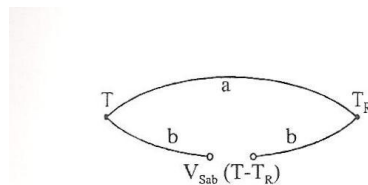


Figura 3.16: Esquema circuital de un termopar.

El uso práctico de estos sensores impone una serie de restricciones que limitan seriamente el número de pares de materiales posibles para su utilización. Como principales condiciones se pueden citar:

- Ductibilidad, maleabilidad y tenacidad suficientes como para poder construir con ellos hilos de la longitud, sección y flexibilidad necesarias para poder efectuar medidas en puntos alejados o de difícil acceso.
- Estabilidad mecánica y química frente a las agresiones del medio.
- Punto de fusión sensiblemente superior al rango de temperaturas que se pretende medir.

- Posibilidad de obtener los materiales o aleaciones de la pureza suficiente como para que exista una gran repetibilidad de un termopar a otro y no sea necesaria la calibración individual de cada termopar.
- Posibilidad de formar parejas de materiales que tengan un coeficiente de Seebeck de valor suficiente como para poder realizar las medidas con una electrónica sencilla.

El termopar es un sistema de medida diferencial cuyo resultado depende, aparte de los materiales, de las temperaturas de las dos uniones de los materiales, por lo que un aspecto de gran importancia es el control y determinación de la temperatura de referencia.

Se pueden adoptar dos enfoques distintos para tratar el problema de la temperatura de referencia. El primero de ellos consiste en fijar ésta a un valor conocido por medio de otro dispositivo. Los dos sistemas típicos para fijar la temperatura son los baños de temperatura constante y los hornos. El otro procedimiento para solucionar el problema de la temperatura de referencia consiste en permitir que ésta fluctúe, añadiendo en serie con el termopar una tensión V_c que resulte tener el valor del término de corrección necesario para poder utilizar las tablas de calibración del termopar.

Es muy frecuente que el punto de medida esté alejado físicamente de la unión de referencia y del voltímetro, lo que obliga a utilizar termopares muy largos. Esta circunstancia, crea un inconveniente, que es la obligación a utilizar unos hilos distintos de los que forman la unión de medida, denominados hilos de extensión.

3.2.5. Pirómetros ópticos

Estos dispositivos son sensores cuyo uso principal es la determinación de la temperatura de cuerpos de elevada temperatura que pueden destruir el sensor, así como la medida de la temperatura de objetos móviles o con dimensiones muy extensas. La medida de la temperatura en estos casos se basa en la radiación electromagnética emitida por todo el cuerpo de interés con una temperatura distinta de cero absoluto. Las leyes en las que se fundamenta este sensor y que gobiernan el proceso de emisión de esta radiación son:

Ley de Stefan-Boltzman Esta ley muestra que la cantidad total de energía por unidad de superficie radiada por un cuerpo negro a una temperatura dada es:

$$W = \sigma \cdot T^4 \quad (3.11)$$

Ley de desplazamiento o ley de Wien Esta ley expone que la temperatura de un cuerpo y la longitud de onda a la que éste emite el máximo de radiación están relacionadas por la expresión:

$$T \cdot \lambda(E_{max}) = \alpha \quad (3.12)$$

Ley de Planck Esta ley llega a la conclusión que la relación entre la energía emitida por una superficie dada de un cuerpo y la que emitiría el mismo área de un cuerpo negro a la misma temperatura es como muestra la siguiente ecuación:

$$W = \frac{C_1 \cdot \Delta\lambda \cdot \epsilon(\lambda)}{\lambda^5 [e^{\frac{C_2}{\lambda \cdot T}} - 1]} \quad (3.13)$$

Una vez expuestas las leyes sobre las que se sustenta el principio de funcionamiento de estos sensores, vamos a ir viendo las distintas familias que podemos tener de este dispositivo. Los ejemplares de pirómetros ópticos están basados en la forma de emisión en función de la temperatura, y de la longitud de onda considerada.

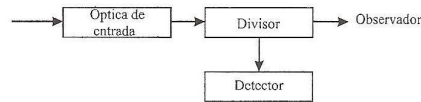


Figura 3.17: Esquema de bloques de un pirómetro de banda ancha.

La primera familia de estos sensores es el pirómetro de banda ancha. La misión de este transductor es intentar recoger la mayor parte de la energía radiada por el cuerpo en él que se quiere realizar la medida de temperatura. Estos dispositivos son bastantes simples y muy baratos, pero presentan el inconveniente de tener una respuesta que es fuertemente dependiente de la emisividad $\epsilon(\lambda)$ del cuerpo. Estos sensores presentan además la desventaja de poseer una respuesta al estímulo sumamente lenta, y deben estar siempre optimizados.

La segunda familia de sensores son los pirómetros de banda estrecha, los cuales se basan en la medida de la radiación del cuerpo objeto bajo estudio a una única longitud de onda. Se puede ver que a cada longitud de onda de emisión corresponde una única intensidad de radiación por cada temperatura. En esta situación, no se tiene en cuenta la dependencia de la energía con la emisividad del cuerpo, parámetro que es preciso conocer a priori, antes de realizar la propia medida.

Para realizar medidas de temperatura en un rango amplio, se necesita que el filtro presente la misma característica para un amplio margen de longitudes de onda, situación costosa y difícil de llevar a la práctica. Por este motivo es muy frecuente que los pirómetros de banda estrecha estén provistos de varios filtros que pueden intercambiarse, de modo que puedan medir cuerpos a diversas temperaturas sin pérdida considerables de eficiencia. Estos detectores son mucho más rápidos que los detectores térmicos.

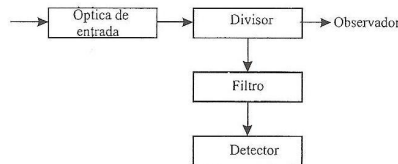


Figura 3.18: Esquema de bloques de un pirómetro de banda estrecha.

El problema de la dependencia de la medida con la temperatura es evitado por el pirómetro de relación, en el supuesto de que $\epsilon(\lambda)$ muestre una variación suave con el valor

de λ , de modo que pueda suponerse que es razonablemente constante en un margen de longitudes de onda suficientemente estrecho.

El pirómetro de relación trabaja de una forma similar al de banda estrecha, diferenciándose en el hecho de que este transductor estudia simultáneamente dos longitudes de onda próximas. De la fórmula de Planck expresada en la ecuación 3.13 se puede ver cómo el cociente de las intensidades a dos longitudes de onda es independiente de la emisividad si ésta es constante.

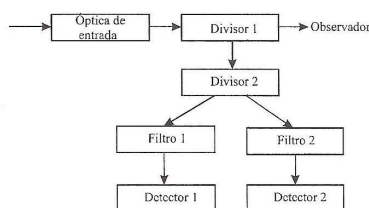


Figura 3.19: Esquema de bloques de un pirómetro de relación.

Hay que tener una serie de consideraciones prácticas a la hora de la utilización de este tipo de transductores. En primer lugar, es necesario señalar que si bien su margen teórico de funcionamiento cubre todo el rango de temperaturas, desde el cero absoluto hasta las más altas temperaturas observables, su utilización a muy bajas temperaturas, en el rango en que los objetos emiten en el infrarrojo muy lejano es complicada, pues el fondo de la radiación emitida por los demás objetos que rodean al medio y al pirómetro enmascara la radiación a detectar. Por otra parte, en el margen de las temperaturas muy altas el problema que surge consiste en la dificultad de conseguir ópticas que trabajen eficientemente en el ultravioleta profundo y aún más allá.

3.2.6. Osciladores en anillo como sensores térmicos

Para medir la temperatura de los dispositivos electrónicos en general, existe una alternativa bastante buena a los sensores expuestos anteriormente que busca acceder a cualquier parte de la topología del circuito eléctrico. Nos permite, en otras palabras, la destacada ventaja de poder situar sensores térmicos en cualquier punto deseado del *chip* donde el parámetro temperatura quiera ser conocido, añadiendo la no necesidad de rediseñar el dispositivo eléctrico para introducir los sensores deseados. Si por ejemplo trabajásemos sobre una FPGA, podemos decidir en qué partes de la topología de la misma queremos colocar los distintos módulos del microprocesador y los sensores que comprobarán su comportamiento térmico. Una vez realizado el análisis térmico del microprocesador, estos sensores pueden ser eliminados mientras el resto del *chip* sigue trabajando, dejando de esta forma más recursos libres que posibiliten nuevos montajes añadidos en la FPGA.

Los sensores empleados son en este caso estructuras descritas mediante lenguajes de descripción *hardware*, como VHDL (VHSIC Hardware Description Language) o Verilog, con lo que el procesado de las señales que mostrarán las variaciones térmicas del sistema es más sencillo que en el caso de los sensores anteriormente mencionados. Por otro lado, mediante las herramientas *software* de diseño y síntesis de estos dispositivos, podremos escoger el

lugar de la FPGA donde deseamos que estas estructuras se ubiquen. Estos dispositivos suelen ser bastante sencillos, ocupan un espacio limitado en la FPGA, son fáciles de crear, y además, pueden eliminarse en el momento en el que no se desee su presencia sin afectar en absoluto al resto de los módulos implementados en la FPGA.

Un ejemplo destacado de estos sensores por su relevancia lo constituyen los denominados osciladores en anillo ². Estas arquitecturas fueron propuestas por G. Quenot, N. Paris y B. Zavidovique. Se basan en el efecto que tienen las variaciones de temperatura en parámetros tales como las difusiones y las resistencias en las zonas *p* y *n* de los transistores CMOS, y a los que se une el hecho físico comentado anteriormente de que un aumento en la temperatura provoca cambios de velocidad en las señales que atraviesan una pista de un dispositivo electrónico. La idea que se sigue es generar una señal que quede afectada por el efecto descrito, de modo que la variación que sufra dicha señal pueda medirse de forma sencilla. Con tal motivo, se construye una estructura en anillo que oscile, de forma que en las variaciones de la frecuencia a la que oscila quede codificada la diferencia de temperatura que experimenta la estructura en la región en la que se encuentra inmerso.

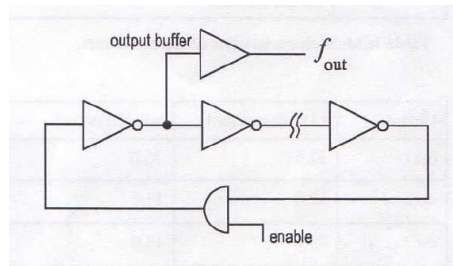


Figura 3.20: Esquema de una estructura de oscilador en anillo.

Las estructuras escogidas para implementarse, por ejemplo sobre FPGAs, se basan en la sencilla idea que se encuentra expuesta en la figura 3.21. Estas estructuras se componen de un anillo formado por varios inversores colocados en serie, de modo que el anillo queda cerrado por una puerta lógica que es la encargada de gobernar el funcionamiento del sensor, y cuya salida se sitúa en un punto de forma que en cada ocasión que la señal pase por él, su valor sea el opuesto al que presentaba la señal en la iteración anterior en ese mismo punto. Con la intención de controlar un retardo más o menos largo, se introducen en la cadena un número mayor o menor de inversores. Con esta estructura conseguimos una señal cuadrada cuya frecuencia de oscilación varía de forma inversamente proporcional a la variación térmica de la región en la que se encuentra.

Entre las ventajas que presentan estas estructuras hay que destacar su fácil implementación con un reducido número de elementos circuitales. Esto hace que se constituya en un tamaño reducido, lo que posibilita considerablemente la elaboración de un mapa térmico del dispositivo. Estos sensores pueden insertarse de forma dinámica, y así mismo, puede cambiarse su ubicación en el dispositivo, o eliminarse, sin que esto afecte al resto de bloques. Además, estas estructuras realizan una medida directa de la temperatura en las uniones, por lo que es una medida bastante fiable.

Estos sensores presentan, sin embargo, el inconveniente de que son sensibles a variaciones en la tensión de alimentación, pues la frecuencia de oscilación aumenta de

²En inglés son denominados como ring-oscillators

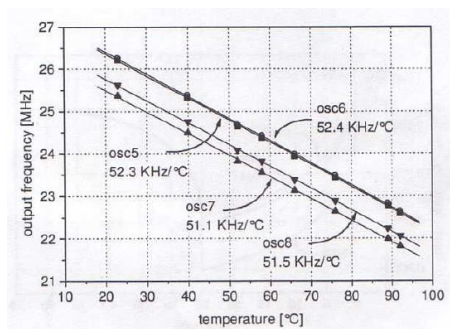


Figura 3.21: Variaciones de la frecuencia de oscilación en anillo con respecto a la temperatura.

forma lineal con respecto a un aumento en la tensión de alimentación. Esto, a su vez, nos permite corregir este error, si es posible monitorizar la tensión de alimentación.

3.2.7. Sensores integrados

Los sensores integrados han surgido para evitar el hecho de tener que rediseñar el dispositivo eléctrico con el fin de dotarlo de sensores, surgiendo así una nueva idea para averiguar de una manera interna la temperatura del mismo. Así se consigue que el contacto con el dispositivo donde se quiere realizar las medidas de temperatura sea de un modo más directo y fiable, reduciendo enormemente el coste de energía debido a la realización de la medida.

Con el uso de sensores integrados también se consigue un objetivo importante, que es el de reducir el error causado por el propio calentamiento del sensor, así como por la integración de los sensores en los propios *VLSI chips* sin causar ningún incremento significativo en el consumo total del sistema. Además, obligando a que este tipo de sensores estén integrados en los propios *chips* se consigue resolver el problema de que la conexión donde se realiza la medida de temperatura se encuentre incluida en el propio *chip*. A esta característica que presenta este tipo de sensor se añade el hecho de que trabajan, no con señales analógicas, que complica el procesamiento de los datos obtenidos en las mediciones, sino con señales digitales que son mucho más fáciles de tratar.

Por todo esto, la mayor ventaja de los sensores de temperatura integrados es el bajo coste, a pesar de tener penalizaciones en la exactitud y rango de medida. Recientes investigaciones sobre los sensores están focalizadas en la reducción del error de medida en un intento de aumentar la exactitud de ésta y eliminar la limitación de su rango.

Estos sensores han de colocarse en las partes que se prevén como críticas desde el aspecto térmico en la etapa de diseño del dispositivo. Una vez colocados, se utilizará un circuito de supervisión para consultar de forma periódica estos transductores. De esta manera podemos construir un mapa térmico del dispositivo, donde la temperatura en los puntos de medida del circuito electrónico quedaría monitorizada permanentemente.

El mayor inconveniente que presentan estos sensores es el hecho de tener que diseñar el dispositivo pensando, antes de construirlo, dónde deben implantarse los sensores. Esto acarrea el grave problema del incremento en los gastos de fabricación del dispositivo, sin

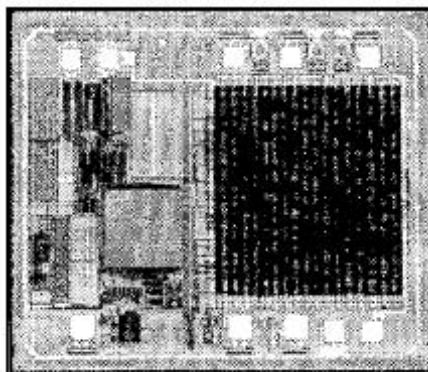


Figura 3.22: Fotografía de un *chip* integrado de temperatura.

que este aumento en el coste implique un incremento de las utilidades y prestaciones del dispositivo de cara a la utilización que haga el usuario.

Existe una amplia variedad de sensores integrados de temperatura. Estos sensores se pueden agrupar en cinco amplias categorías principales: salida de voltaje, salida de corriente, salida de resistencia, salida digital y diodos simples (aunque en este caso, obviamente, se trata de diodos diseñados especialmente para medición de temperatura). Aunque las anteriores familias de sensores son las usadas, en los últimos años la investigación se ha centrado en aquellos sensores que están basados en medidas de variables secundarias.

Aunque existen multitud de modelos cuyo principio de funcionamiento está basado en la medida de una variable secundaria, en este proyecto vamos a centrarnos en aquellos cuya variable secundaria está relacionada en algún sentido con las variaciones de la señal con el tiempo. Esto es debido a que este proyecto presenta el modelo de un sensor integrado basado en la medida del tiempo de subida de una señal, siendo este tiempo la variable secundaria que nos permite conocer la temperatura, por estar ambos parámetros íntimamente relacionados.

Los modelos más recientes de esta última familia creciente de sensores han sido ampliamente descritos en la última parte de la sección 1.1, por lo que si el lector desea obtener más información que la aportada por dicha sección, puede remitirse a las referencias relacionadas con estos modelos.

3.3. Circuitos de medida de temperatura

Cuando se analizan los circuitos electrónicos utilizados para la medida de la temperatura, se puede observar que el diseño que posee cada circuito depende en gran medida del sensor en torno al cuál ha sido diseñado. Por tanto, por cada variedad de sensor utilizado para esta función tendremos un circuito de medida distinto diseñado exclusivamente para dicho sensor.

Cuando la información procede de la variación de la impedancia del transductor, es decir, que la medida de la temperatura está contenida en el valor de la impedancia del sensor, el circuito más sencillo para la configuración de entrada del acondicionador, consiste

en utilizar su impedancia de entrada para configurar un divisor de tensión junto con la impedancia de salida del sensor. El circuito está correctamente representado en la figura 3.23.

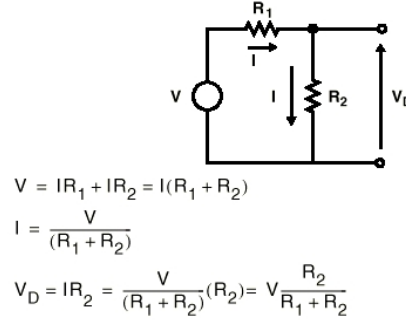


Figura 3.23: Esquema circuital de un divisor de tensión.

En un circuito de este tipo se suele tomar como salida la tensión en bornes de la resistencia fija para que los efectos de variación de la impedancia de carga debida a las etapas posteriores no guarden relación con la temperatura. Esta configuración suele ser utilizada fundamentalmente con sensores NTC o PTC y más raramente con sensores metálicos.

La ecuación principal que rige este circuito es la mostrada en la expresión 3.14. En esta expresión se puede apreciar que la relación entre la tensión V_O y la impedancia Z_S es no lineal. El valor óptimo de Z_L es aquel que logra maximizar el cambio de V_O cuando varía Z_S , es decir debe cumplirse que $Z_L = Z_S$, asignándose para Z_L el valor medio del margen de valores que puede alcanzar Z_S .

$$V_O = V_S \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_S} \quad (3.14)$$

Hay que destacar que en el caso de que la alimentación del divisor sea en alterna, hay que tener en cuenta que la frecuencia de la señal de alimentación V_S debe ser bastante mayor que la máxima frecuencia esperable de variación de la impedancia Z_S , de modo que no se confundan el cambio en la tensión de alimentación con las variaciones en el valor de Z_S .

El circuito que permite realizar medidas con mayor exactitud y precisión es el basado en un puente de Wheatstone, como muestra la figura 3.24. Esta estructura circuital se utiliza cuando existen variaciones de la impedancia del transductor muy pequeñas. Consiste en una estructura potenciométrica doble de modo que ambas ramas comparten la alimentación y se toma como salida la diferencia de tensión entre los puntos medios de ambos circuitos. El puente de Wheatstone se suele utilizar con el resto de las resistencias, no sensibles a la temperatura, fijas y midiendo el desequilibrio en lugar de variar éstas. En estas condiciones, la salida del puente está relacionada con la temperatura mediante la expresión 3.15.

$$V_G = V_S \cdot \left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \right) \quad (3.15)$$

En este circuito, según configuremos las resistencias podemos obtener mejoras en

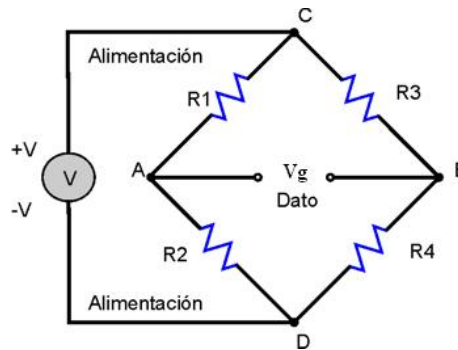


Figura 3.24: Esquema circuital de un puente de impedancias.

sensibilidad y linealidad. Se puede aumentar la sensibilidad del puente disponiendo en brazos opuestos dos transductores idénticos. En este caso, la sensibilidad se dobla. Así mismo se puede lograr un aumento de la sensibilidad instalando en el puente transductores antisimétricos en la misma rama del puente. En esta situación también conseguimos que las no linealidades del puente se reduzcan, pues se cancelan términos impares del desarrollo en serie de la tensión de desequilibrio.

Un problema típico en la utilización de sensores resistivos no metálicos en esta estructura circuitual, es su falta de linealidad con la temperatura. Debido a la alta sensibilidad que posee, es posible conseguir redes de linealización disponiendo combinaciones serie-paralelo de resistencias fijas y sensibles a la temperatura, de modo que se logre una mejor linealidad a costa de una pérdida de sensibilidad.

3.4. Justificación del diseño

En las primeras etapas de realización de este proyecto se definió la finalidad que éste debía perseguir. Dicha finalidad no es otra que la realización de un diseño de un sensor térmico integrado de bajo coste y alta funcionalidad, además de llevar a cabo su implementación.

Como los objetivos de bajo coste y alta funcionalidad eran prioritarios, se optó por la realización del diseño mediante un sensor integrado en el propio *chip*, de forma que la adquisición de información térmica se realice de forma precisa, rápida y transparente al sistema. Por tratarse de un sensor integrado, el diseño y la realización de éste va íntimamente relacionada con el propio *chip* donde se va a insertar el sensor, por lo que se ha procedido a implementarlo en tecnología *full-custom* o *semi-custom*, con las ventajas y desventajas que estas tecnologías llevan asociadas.

Realizando el diseño de este dispositivo como un sensor integrado obtenemos ventajas importantes como la de poder medir la temperatura directamente del propio *chip*, consiguiendo así que la conexión donde se realiza la medida de temperatura se encuentra incluida en el propio circuito. Igualmente, con esta conexión incluida en el propio circuito, se consigue un objetivo importante, que es el de reducir el error causado por el propio calentamiento del sensor, así como por la integración de los sensores en los propios *VLSI chips* sin causar ningún incremento significativo en el consumo total del sistema. De esta

manera, conseguimos que el consumo de energía sea bastante bajo como para que el uso de estos dispositivos no tenga limitación a causa de su gasto energético.

Optando por un diseño de un sensor integrado basado en la medida de las pendientes de una señal del circuito eléctrico bajo medida, se busca un sensor que relacione las posibles variaciones en el tiempo del valor de una señal con la temperatura de la región que atraviesa dicha señal. Los transductores que tienen su principio de funcionamiento en esta conversión de magnitudes tienen como ventaja la posibilidad de realizar una cantidad de medidas bastante elevada en un tiempo bastante corto, por lo que se consigue una sensibilidad mejorada del sensor.

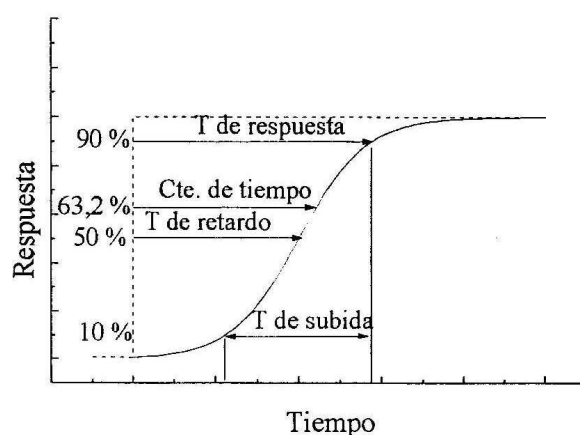


Figura 3.25: Tiempos característicos de la respuesta temporal de un transductor.

En secciones anteriores hemos visto diversos modelos que tienen su principio de funcionamiento basado en variables secundarias con parámetros de la señal relacionados con el tiempo. Concretamente, los modelos que se encuentran en las referencias [2] y [3], basan sus medidas de temperatura en la medida del tiempo de retardo de una señal a través de unas líneas especiales. Cuando se analizan estos modelos, se observa que éstos están implementados en circuitos de tamaño relativamente elevado, ya la creación de líneas especiales de retardo requiere la utilización de un elevado número de inversores, los cuáles en suma, ocupan un área a considerar. Debido a esta situación se pensó en una variable de la señal que redujese en la mayor cantidad posible el área de tanto el sensor como de los circuitos relacionados con la funcionalidad de éste. Es por todo esto, por lo que se decidió utilizar la variación de la medida del tiempo de subida de una señal como una variable secundaria de la medida de temperatura.

Un inconveniente que también se observó cuando se analizaron los modelos anteriormente citados fue que la medida se obtenía mediante una comparación de los valores tomados entre dos señales distintas, una de las cuáles se tomaba como señal de referencia. Esto provoca que la medida de la temperatura realizada lleve consigo una cantidad de inexactitudes no controladas, que son difíciles de corregir, y más aún de eliminar. Estas inexactitudes surgen como consecuencia de que la línea de retardo que se toma como línea de referencia debe ser insensible a la temperatura, situación bastante costosa y difícil de alcanzar. Por esto el diseño del sensor propuesto en este proyecto está basado en la medida de la variación de los tiempos de subida sobre la misma línea de

retardo, en un intento de eliminar las posibles inexactitudes creadas por la comparación de dos señales distintas, e indirectamente, reduciendo de una manera considerable el tamaño de los circuitos relacionados con la medida llevada a cabo por parte del sensor.

El único inconveniente que poseen los sensores que realizan la medida basándose en la variación del parámetro de una señal, es que requieren una calibración inicial para hacer una correspondencia entre una medida de la variable secundaria y el valor de la temperatura que le corresponde a ésta. Una vez realizada dicha correspondencia, el dispositivo electrónico que tiene por entrada la señal proporcionada por el sensor no necesita nada más para aportar a su salida la señal que lleva contenida la información del valor de temperatura.

3.5. Objetivos

Los objetivos que se quieren alcanzar en el diseño de este nuevo sensor integrado de temperatura, son mejorar en la medida de lo posible todas las características que posee un dispositivo electrónico de este estilo. El perfeccionamiento de estas características comienza en aumentar la velocidad de realización de las medidas y toma de datos, y finaliza en el incremento del rango de temperaturas y frecuencias en las que un sensor puede funcionar, pasando evidentemente y ya que las tendencias obligan a ello, por una reducción del área ocupada. En otras palabras, se busca que este sensor goce de unas prestaciones muy comparables a los mejores sensores de temperatura integrados existentes en este momento.

Un resumen de las características que hoy en día presentan diversos sensores integrados de temperatura están contenidas en la tabla 1.2, la cual fue presentada anteriormente en la sección 1.1. En ella se pueden observar las características de resolución y error de la medida realizada, consumo de potencia y área ocupada por el dispositivo, velocidad de conversión de las medidas, así como el rango de temperaturas en el que pueden funcionar, y la tecnología CMOS empleada por los diferentes sensores.

Con el fin de alcanzar todo lo propuesto se ha buscado una variable secundaria genérica que todo circuito o sistema electrónico posee en su interior, la cuál nos sirve para medir la temperatura que presenta éste con un alto grado de exactitud, no perdiendo de vista el lograr al mismo tiempo una arquitectura óptima para el sensor. La variable secundaria en la que se basa el modelo que nos va a servir para monitorizar la temperatura es el retardo que experimentan las líneas de datos, y más específicamente, la variación sufrida con la temperatura del tiempo de subida en los flancos de señal, como ha sido indicado anteriormente en la sección 3.4. Se ha optado por la realización del sensor empleando tecnología CMOS de $0,35\mu m$, ya que es la tecnología más avanzada de las que hemos podido acceder, procediendo a una verificación del funcionamiento aislado del sensor mediante medidas y simulaciones realizadas con material *software* adecuado a esta tecnología. El *software* empleado para el diseño y verificación del modelo ha sido el proporcionado por **Cadence Desings Systems**.

Capítulo 4

Descripción del sensor integrado

En este capítulo se expone el modelo del sensor integrado diseñado en este proyecto. En este apartado, se parte de una descripción general de las características y funcionalidades del transductor propuesto, con la finalidad de que el lector siempre tenga en su mente una visión global del dispositivo electrónico. Una vez que se haya abordado con cierto detalle el concepto general del mecanismo del sensor, nos centraremos en cada uno de sus bloques para realizar un análisis más detallado de cada una de estas subpartes que forman el conjunto del dispositivo. Así mismo, en cada una de las secciones que forman este capítulo, se expondrán y se explicarán las diversas decisiones de diseño tomadas. Finalmente y como cierre de este capítulo, se realizará una verificación funcional del diseño del sensor integrado, con la única intención de mostrar al lector la correcta funcionalidad del dispositivo.

4.1. Descripción general del sensor integrado

El modelo del sensor de temperatura propuesto en este proyecto, se ha realizado como un sensor integrado gracias a todas las cualidades que este tipo de sensores nos aportan. Entre ellas, la más destacada es la de poder realizar la medida de la temperatura directamente sobre la región deseada, lo que evade los problemas que conllevan los encapsulados, evitando así posibles errores en la medida. Los errores en general son también reducidos en gran medida, ya que la mayor fuente de inexactitudes que son las provenientes por autocalentamiento, son reducidas por la integración de los propios sensores en el *chip*, que gracias a ello se evita un incremento significativo en la potencia total disipada del sistema.

Como se expuso en la sección 3.4, el diseño del sensor integrado se ha basado en la medida del tiempo de subida, definido este parámetro como aquel intervalo de tiempo que transcurre entre los instantes en que la señal de salida alcanza el 10 % y el 90 % de su valor final. La figura 4.1 muestra gráficamente cómo se obtiene el valor de este parámetro de una señal. Estos sensores que tienen su principio de funcionamiento en la medida de este parámetro y la posterior conversión de esta medida a una señal que represente el valor de la temperatura, tienen como ventaja la posibilidad de realizar una cantidad de medidas elevada en un tiempo relativamente corto, por lo que se consigue una sensibilidad del sensor suficientemente mejorada.

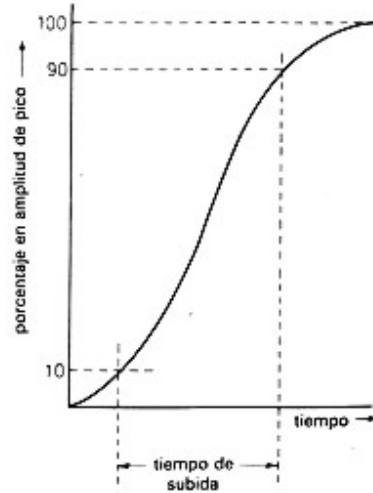


Figura 4.1: Tiempo de subida de un pulso de una señal.

Se ha decidido tomar en un primer momento el tiempo de subida como variable secundaria de medida debido a todo lo expuesto en el párrafo anterior, pero también porque nos reduce considerablemente las dimensiones del sensor, ya que elimina la necesidad de tener alguna señal de diversa naturaleza que le sirva como referencia para obtener la medida final, consiguiendo así el objetivo de obtener un sensor integrado con mínima área ocupada. Este hecho nos permite a la vez reducir las inexactitudes provocadas en la realización de la medida a causa de tener una señal de referencia, ya que conseguir ésta con una cierta calidad, en muchas situaciones ni merece la pena debido al gran coste que conlleva.

La tecnología sobre la que se ha realizado este transductor de temperatura es aquella que permite operar hasta dimensiones de $0,35\mu m$, con posibilidad de utilización de cuatro capas de metal distintas para realizar las interconexiones que puedan darse en el circuito. La alimentación, a la cual ha sido especificado el sensor integrado, es a $3,3V$ respecto a la tensión de masa, tensión bastante habitual en este tipo de dispositivos electrónicos.

El principio de funcionamiento del modelo de sensor integrado propuesto en este proyecto es la medida de la temperatura, como se viene comentando hasta este momento, teniendo como principio la variación que tiene el tiempo de subida de una señal eléctrica respecto a ésta. Este intervalo de tiempos que nos sirve como variable secundaria de medida, está definido como el tiempo de propagación que sufre una señal cuando ésta cambia de un nivel bajo a uno alto¹, situación que se produce cuando ésta por ser de naturaleza digital, cambia de tener el valor de masa (nivel bajo) a tener el valor de alimentación del dispositivo electrónico (nivel alto). Este periodo de tiempo para una puerta negada implementada sobre tecnología CMOS puede ser expresada como muestra la ecuación 4.1, donde las variables $K_N = \mu_N \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_N$, $K_P = \mu_P \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_P$ y C_L son los parámetros de la transconductancia, y la capacidad de carga efectiva de dicha puerta negada.

$$t_{PLH} = \frac{-2 \cdot C_L \cdot V_{TN}}{K_N \cdot (V_{DD} + V_{TN})^2} + \frac{C_L}{K_N \cdot (V_{DD} + V_{TN})} \cdot \ln\left(\frac{1,5 \cdot V_{DD} + 2 \cdot V_{TP}}{0,5 \cdot V_{DD}}\right) \quad (4.1)$$

¹A este intervalo de tiempo en documentación y publicaciones escritas en inglés se le denomina como *low-to-high propagation time*.

Del mismo modo, sabemos que la movilidad de portadores y la tensión de *threshold* dependen de la temperatura según las ecuaciones 4.2 y 4.3. La dependencia de estos parámetros con la temperatura se puede traducir físicamente manifestando que cuando la temperatura de una determinada región sufre un aumento en su valor, la movilidad de los portadores de carga que se desplazan por la región, así como la tensión de *threshold* existente padecen un decremento en sus respectivos valores.

$$\mu = \mu_o \cdot \left(\frac{T}{T_o}\right)^{km} \quad km = -1,2, \dots, 2,0 \quad (4.2)$$

$$V_T(T) = V_T(T_0) + \alpha \cdot (T - T_0) \quad \alpha = -0,5 \dots - 3,0 mV/K \quad (4.3)$$

Vistas todas las expresiones anteriores, podemos ya apreciar cómo la temperatura de un determinado dispositivo está íntimamente relacionada con el tiempo de subida de una señal contenida en él. Si la temperatura del dispositivo electrónico por ejemplo aumenta, observando las expresiones 4.2 y 4.3, podemos afirmar que los parámetros μ y V_T decrecen con el aumento de ésta. Teniendo presente la ecuación 4.1, y conociendo que los parámetros anteriores han disminuido, podemos llegar a la conclusión por la relación entre estos parámetros y el tiempo de subida de la señal, que la disminución del valor de los parámetros provoca un aumento del valor del tiempo de subida. Si se produjese el caso opuesto, es decir, que la temperatura disminuyese, los efectos en las variaciones de los parámetros serían contrarias, llegándose a que el tiempo de subida en lugar de aumentar con la temperatura, disminuye.

Este modelo de sensor integrado de temperatura está ideado para trabajar en circuitos electrónicos digitales, y por tanto debido a esto, se encuentra adaptado a señales de entrada de naturaleza digital, proporcionando igualmente una señal de salida digital, con el fin de que pueda ser fácilmente procesada la información que contiene esta señal de salida.

La señal que se introduce como entrada del sensor no debe satisfacer ninguna restricción, salvo los datos por la tecnología de integración del sensor que limitan la velocidad máxima de la entrada, por lo que cualquier señal que exista en un circuito electrónico puede servir para nuestro propósito de medida. Sin embargo, se agradece que la señal que se tome como entrada del sensor integrado sea una señal que tenga la característica de tener un número elevado de transiciones, además de ser éstas frecuentes.

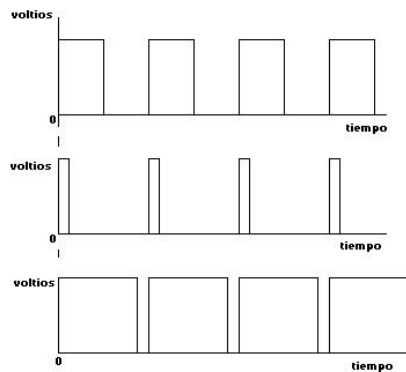


Figura 4.2: Señales de pulsos con diferentes ciclos de trabajo.

La señal de salida que es suministrada por el sensor integrado se puede definir como una señal de tipo PWM, en el sentido de que éste, produce un pulso de salida con un ancho variable tan linealmente proporcional a la medida de temperatura como es posible. Como se ha explicado anteriormente de forma detallada y como muestra la ecuación 4.1, se puede indicar que el ancho del pulso de la señal de salida aumentará según lo haga la temperatura, y en el caso de que ésta disminuya, también lo hará el ancho del pulso. Existe un problema con este tipo de señales que puede llegar a ser importante para la introducción del sensor en el sistema. Este problema es que el ancho del pulso de la señal de salida en el límite inferior del rango de medida es usualmente más grande que cero. Esto provocará la aparición de una tensión de *offset* de continua en la salida del sensor de temperatura integrado. Cuanto mayor es la tensión de *offset*, mayor llega a ser el tiempo de conversión y mayor número de bits son requeridos para adecuarse al alto valor de la señal de salida. La mayor o menor influencia de este problema estará íntimamente relacionado con el ciclo de trabajo que presente la señal. En la figura 4.2 se pueden ver diversas señales que presentan diferentes ciclos de trabajo. Por lo tanto habrá que contar con esta tensión de *offset* a la hora de implementar el sensor de temperatura integrado en el sistema eléctrico donde quiera realizarse la medida.

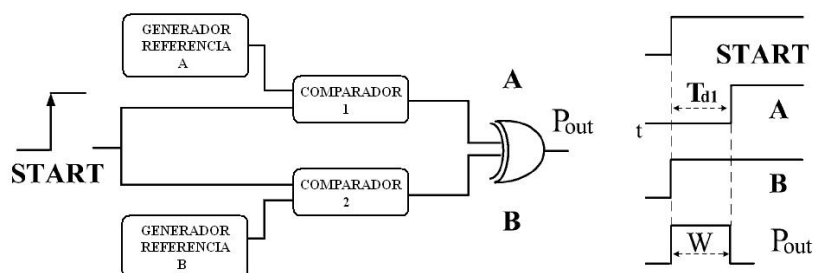


Figura 4.3: Esquema circuital general del sensor integrado de temperatura.

Para entender la funcionalidad del sensor de una manera rápida y sencilla, vamos a describir detalladamente el flujo de señal que recorre el sensor desde la entrada de señal hasta la salida. Como se ha indicado en párrafos anteriores, nos sirve cualquier señal existente en el circuito para realizar la medida, por tanto la conexión de entrada del sensor integrado podrá realizarse sobre cualquier línea del circuito electrónico. Si a la hora de la conexión del sensor tenemos la opción de poder elegir entre varias líneas, deberemos elegir aquellas líneas eléctricas que tengan conectada a ella la salida o bien la entrada de una puerta inversora, ya que de este modo nos aseguramos que se toma la señal de entrada al sensor de temperatura de forma que exista adaptación de señal, de manera que la señal que existe en la línea no se vea perturbada por la conexión del sensor.

Una vez realizada la conexión de entrada del sensor mediante un procedimiento que no perturbe al resto de sistema, la señal que se obtiene de la línea se hace pasar por una etapa de comparación con unas señales de referencia de valor conocido, producidas por generadores de tensión que dan a su salida un valor estable entre la masa y la alimentación del circuito. Los valores de tensión de estos generadores son de alta importancia, ya que van a definir cuándo se van a producir los flancos de subida y bajada de la señal de salida. Los valores de tensión de referencia que se van a generar tienen los valores de $330mV$ y $2,97V$,

ya que corresponden respectivamente con el 10 % y el 90 % de la tensión de alimentación del sensor integrado, y son los valores que definen el tiempo de subida de cualquier señal que se tome como entrada. La salida de esta comparación de señales entre una señal de naturaleza digital, como es la señal de la entrada que se obtiene de una línea eléctrica del circuito, y otra de carácter analógico que es la que proporciona el generador de tensión de la señal de referencia (la cuál tiene un valor que se encuentra contenido entre $0V - 3,3V$) es una señal de naturaleza digital propia de un comparador de respuesta ideal.

Por exigencias del diseño existen dos comparadores de señal en nuestro esquema del sensor de temperatura. Estas señales de salida de los comparadores se hacen pasar a una puerta XOR con el fin de realizar una operación *OR*-exclusiva de las señales de salida de ambos comparadores, ya que se desea obtener una señal a la salida de esta puerta que represente la diferencia entre las señales de salida de ambos comparadores. Esta señal de salida que genera la puerta XOR es la propia del sensor, la cuál como hemos descrito anteriormente, tiene la característica de que su ancho de pulso es proporcional a la temperatura de la región que atraviesa la señal que se introduce como entrada del sensor. La forma que tendrá este pulso es como muestra la figura 4.4, un pulso de forma no ideal en el que se ha reducido al máximo los tiempos de subida y bajada, para reflejar con la mayor precisión posible un pulso rectangular que es el que contiene la información de temperatura en su valor del ancho del pulso.

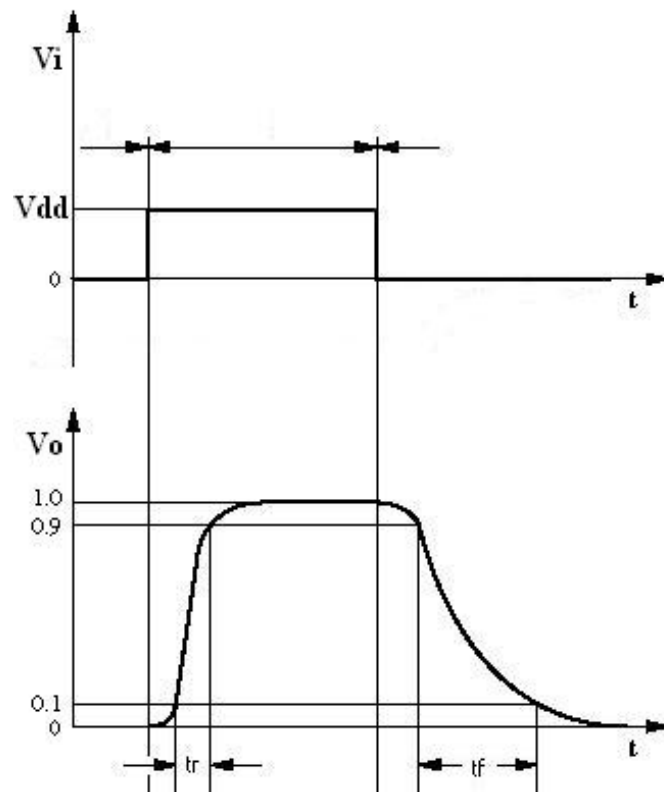


Figura 4.4: Forma de las señales de entrada y salida del sensor integrado.

Subrayar que en los circuitos anexos a este sensor que tienen por entrada la señal de

salida del sensor, se necesitará el uso de contadores para obtener el valor numérico del ancho del pulso de la señal con cierta exactitud y precisión, facilitando así el posterior procesamiento de la información aportada por el sensor de temperatura.

Analizado todo el flujo de señal que existe en el sensor integrado, se puede apreciar que existen tres bloques circuitales básicos sobre los que se construye el dispositivo. El primero de ellos es el generador de señal de referencia, que como su nombre indica, es el encargado de generar una señal de tensión continua que sirva de referencia para la comparación con la señal de entrada. El segundo bloque es el formado por los comparadores, que tienen por misión realizar la operación de comparar la señal de referencia con cada una de las señales de referencia. El último bloque, desempeña la función de realizar la operación *OR*-exclusiva sobre las señales de salida de los comparadores, proporcionando a su salida la que será la salida del sensor de temperatura. En la figura 4.3 se puede distinguir claramente cada uno de estos bloques. En la sección 4.2 se describen cada uno de estos bloques funcionales entrando mucho más en detalle.

Con todo lo expuesto en esta sección, hemos conseguido comprender los fundamentos y decisiones de diseño que se han plasmado en este modelo de sensor integrado de temperatura, así como las partes que lo constituyen, alcanzando por consiguiente el objetivo perseguido en esta sección, la visión global del mismo tanto en su funcionalidad como en su esquema circuital.

4.2. Descripción por módulos del sensor integrado

En esta sección del capítulo 4 se realiza una descripción detallada de cada uno de los módulos de los que consta el sensor integrado de temperatura. En cada subsección se va a tratar cada uno de ellos, analizando las especificaciones y características que necesitamos, mostrando a continuación cómo se ha llevado a cabo el diseño de éstos en el circuito electrónico para cumplir con las restricciones anteriormente planteadas. Las conexiones entre los distintos bloques, así como las interacciones funcionales entre ellos son las que se han descrito con detalle en la sección 4.1.

4.2.1. Diseño de los generadores de referencia

Para la realización de los generadores de referencia de tensión que necesita el sensor de temperatura para desempeñar su función, nos hemos basado en el diseño que nos muestra la referencia [23]. Este artículo nos muestra una fuente de tensión de referencia simple que trabaja en zona de inversión débil CMOS, la cuál puede ser empleada para aplicaciones que requieren una tensión y potencia ultra bajas. La tensión de referencia que proporciona esta fuente de tensión es suministrada por la tensión de *threshold* de un transistor nMOS. Es circuito aislado físicamente y simulado en procesos de tecnología CMOS estándar de $0,35\mu\text{m}$, proporciona una tensión de referencia con una variación de aproximadamente $30\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ para el rango de temperatura de -30°C a 100°C , y una variación de $\pm 0,42\%/V$ para una franja de tensión de alimentación de 750mV a $3,60\text{V}$. El circuito ocupa un área aproximada de $0,06\text{mm}^2$.

Existen una amplia gama de generadores de tensión de referencia, debido en gran parte a que estos dispositivos electrónicos son usados tanto en circuitos analógicos como en circuitos

que trabajan al mismo tiempo con señales digitales y analógicas, como pueden ser los convertidores ADC y DAC, reguladores de tensión, PLLs y otros. Estas fuentes de tensión de referencia se encuentran altamente solicitadas debido a las importantes características que presentan. Entre dichas características, la más destacada y por la cuál en este proyecto nos hemos decantado ha sido la de ser una fuente de tensión estable a pesar de las posibles variaciones en la temperatura, alimentación de energía y procesos de fabricación que puede sufrir. En la figura 4.5 se puede observar un ejemplo del grado de estabilidad de la señal de tensión proporcionada por este modelo de fuente respecto a variaciones de temperatura.

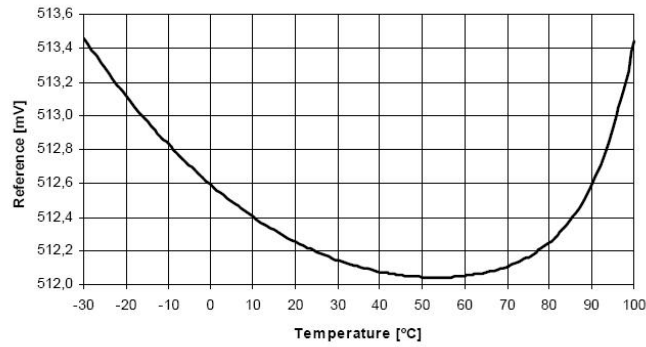


Figura 4.5: Rango de tensión - Temperatura.

Este modelo de fuente de tensión de referencia ha sido seleccionado para formar parte del sistema que constituye el sensor integrado de temperatura, además de por la simplicidad que este circuito presenta, por trabajar con tensiones ultra bajas, ya que el resto de modelos que se han analizado para este propósito eran muy complejos circuitalmente, y exhibían conductas indeseables en el rango de tensiones que este generador de tensión necesita trabajar, sumando también a estos inconvenientes que presentaban un elevado consumo de energía. Las referencias [24], [25], [26] y [27] muestran diversos modelos de generadores de tensión de referencia que se han estudiado para su aplicación en este sensor.

El funcionamiento de este dispositivo en un régimen de trabajo que no es el habitual, como es la zona de inversión débil CMOS, nos impone tener que analizar el comportamiento de este circuito en esta región. La corriente de drenador I_{DS} de un transistor MOS saturado en inversión débil está basado en la corriente de difusión de canal, dada en la expresión 4.4, donde I_S es la corriente característica, T la temperatura absoluta, n la inclinación de la curva de inversión débil, k la constante de Boltzmann, q la carga del electrón y α es un parámetro dependiente de las características de la corriente y de la temperatura. La tensión de *threshold* está relacionada con la temperatura T_0 a través de la relación expresada en la ecuación 4.5, donde el coeficiente θ_T depende del dopado del sustrato. Con las dos relaciones anteriores podemos obtener la expresión 4.6, que expresa la relación entre la tensión V_{GS} y la temperatura cuando trabajamos en la región de inversión débil. Como se puede ver, esta última tensión es linealmente proporcional con la temperatura y decrece con ésta.

$$I_{DS}(T) = I_S \cdot T^\alpha \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot \exp\left(q \cdot \frac{V_{GS}(T) - V_{TH}(T)}{n \cdot k \cdot T}\right) \quad (4.4)$$

$$V_{TH}(T) = V_{TH}(T_0) + \theta_T \cdot (T - T_0) \quad (4.5)$$

$$V_{GS}(T) = [V_{TH}(T_0) + \theta_T \cdot T_0] \cdot (1 - \frac{T}{T_0}) + V_{GS}(T_0) \cdot (\frac{T}{T_0}) + n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln[(\frac{T_0}{T})^\alpha \cdot \frac{I_{DS}(T)}{I_{DS}(T_0)}] \quad (4.6)$$

Esta dependencia con la temperatura se corrige, en el modelo de fuente de tensión propuesto, con el uso de un circuito PTAT de modo que la tensión de referencia puede ser suministrada con un valor bien definido, propiedad muy importante para los generadores de tensión de referencia que debe tener nuestro sensor de temperatura.

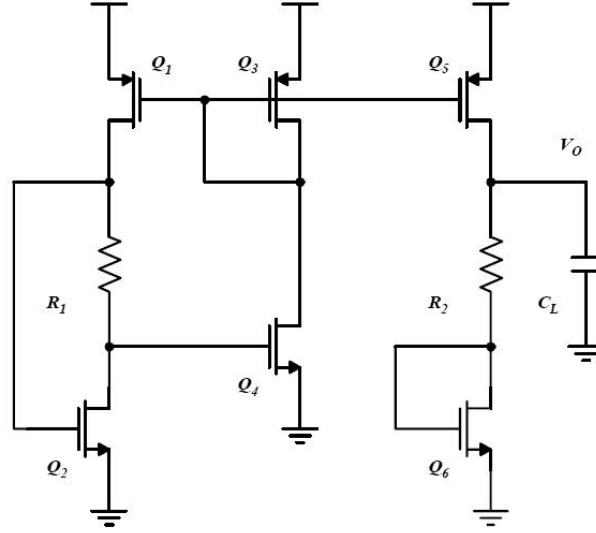


Figura 4.6: Circuito de tensión de referencia propuesto.

El artículo de la referencia [23], que como hemos indicado anteriormente nos ha servido para obtener los fundamentos para implementar el diseño de las fuentes de tensión de nuestro circuito, propone un circuito electrónico cuyo esquema circuital es el mostrado en la figura 4.6. Este circuito está basado en una tensión de referencia de banda prohibida CMOS, en el que en vez de existir un transistor bipolar parásito en la salida del circuito como es el caso habitual, se emplea un transistor nMOS actuando en la zona de funcionamiento de inversión débil.

En el diseño mostrado en la figura, los transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 y Q_4 , además del resistor R_1 , forman un esquema circuital que suministra una corriente de polarización I_B que es proporcional a la temperatura. Esta estructura permite poner a tierra las fuentes de los transistores Q_2 y Q_4 , consiguiendo así eliminar el efecto cuerpo que se suele dar en los procesos estándar de pozo tipo n. Destacar que esta corriente de polarización I_B depende del tamaño de transistores que forman la estructura circuital descrita anteriormente, como muestra la expresión 4.7.

$$I_B(T) = n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{R_1(T)} \cdot \ln\left(\frac{(W/L)_4 \cdot (W/L)_1}{(W/L)_2 \cdot (W/L)_3}\right) \quad (4.7)$$

El resistor que se encuentra entre el drenador de Q_1 y la puerta de Q_2 , tiene como funcionalidad la de proporcionar una tensión de referencia, basada en la tensión de *threshold* del transistor Q_2 . Desafortunadamente, esta implementación limita la fuente de potencia a valores de tensión más altos que 1V, por tanto para corregir esta aspecto se ha montado en el diseño de este dispositivo dos resistores. De este modo, la corriente de polarización I_B descrita anteriormente es reproducida en la rama formada por el resistor R_2 y el transistor Q_6 , a través del espejo de corriente formado por Q_3 y Q_5 . Este ajuste hace que los resistores estén localizados en ramas de diferentes corrientes, consiguiendo así que la fuente de tensión de referencia puede entregar a su salida un valor más bajo que en el caso anterior.

Las caídas de tensiones en estos elementos de la etapa final del esquema circuital generan la tensión de salida V_o del generador de tensión de referencia, valor de tensión dado por la expresión 4.8, donde V_{Q6} es la tensión puerta-fuente del transistor Q_6 dada por la ecuación 4.9, donde el coeficiente α es más grande que 1 para transistores bipolares, y más pequeño que 1 para transistores MOS en región de trabajo de débil inversión. Como puede observarse de estas expresiones, podemos afirmar que se puede conseguir una tensión determinada V_o en función de los tamaños de transistores que forman la estructura, además de observar que la dependencia con la temperatura de la salida del generador depende únicamente de la tensión V_{Q6} .

$$V_o(T) = n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \frac{R_1(T_0)}{R_1(T_0)} \cdot \frac{(W/L)_5}{(W/L)_3} \cdot \ln\left(\frac{(W/L)_4 \cdot (W/L)_1}{(W/L)_2 \cdot (W/L)_3}\right) + V_{Q6}(T) \quad (4.8)$$

$$V_{Q6}(T) = [V_{TH}(T_0) + \theta_T \cdot T_0] \cdot \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{Q6}(T_0) \cdot \frac{T}{T_0} + (1 - \alpha) \cdot n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (4.9)$$

Observando la expresión 4.8 detalladamente, vemos que la primera parte de esta expresión matemática se incrementa con la temperatura, mientras que la tensión V_{Q6} decrece con el aumento de ésta. Dependiendo de las dimensiones que tengan los transistores, existirá una configuración donde la dependencia con la temperatura es mínima. Una vez alcanzada la optimización en este aspecto, la tensión V_o es dada por la tensión de *threshold* y los parámetros de los procesos CMOS.

Como se ha señalado en la sección 4.1, el sensor de temperatura integrado posee dos generadores de tensión de referencia para realizar su cometido. Las tensiones de referencia que suministran estas fuentes de tensión tienen los valores de 330mV y 2,97V, ya que estos valores de tensión son necesarios para la siguiente etapa de comparación con la señal de entrada del sensor. La elección de estos valores numéricos concretos, tiene su explicación en que la etapa de comparación necesita para desempeñar su finalidad, que es explicada detalladamente en la sección 4.2.2, tener los valores correspondientes al 10 % y al 90 % de la alimentación del dispositivo eléctrico, que en nuestro caso es una tensión de alimentación de 3,3V. De esta forma, los comparadores de tensión tienen los valores de tensión que les permite a éstos definir correctamente el tiempo de subida de la señal de entrada.

Para la realización de ambos generadores de tensión se ha utilizado la expresión 4.8, la cuál nos permite dar una tensión a la salida de la fuente en función de las dimensiones de los transistores que la forman. Para el caso del generador de tensión de referencia de 330mV, teniendo presente la expresión 4.8 y no perdiendo de vista la figura 4.6, partiendo de la condición inicial de que todos los transistores tenían las mismas dimensiones, siendo

éstas las dimensiones mínimas del transistor, se realizaron los siguientes pasos para obtener la tensión deseada:

- Asignación del valor inicial de la resistencia R_2
- Asignación del valor de la resistencia R_1
- Modificación de la relación L/W del transistor Q3
- Modificación de la relación L/W del transistor Q5
- Ajuste leve de la tensión de salida modificando la relación L/W del transistor Q4

Para el caso del generador de tensión de referencia de $2,97V$, los pasos seguidos para la obtención de la tensión de referencia deseada son muy semejantes, siendo éstos:

- Asignación del valor inicial de la resistencia R_2
- Modificación de la relación L/W del transistor Q3
- Modificación de la relación L/W del transistor Q5
- Ajuste leve de la tensión de salida modificando la relación L/W del transistor Q4

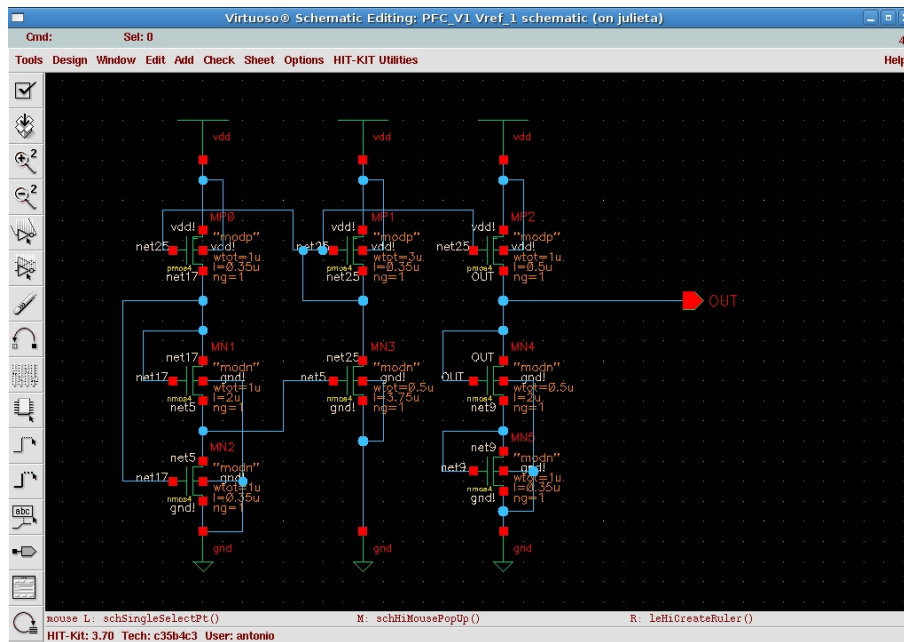


Figura 4.7: Esquemático de la fuente de tensión de referencia de 330mV.

Realizados los pasos descritos anteriormente para la obtención de las tensiones deseadas, se obtienen los esquemas circuitales presentados en las figuras 4.7 y 4.8, que corresponden respectivamente con las fuentes de tensión de referencia de $330mV$ y $2,97V$. Los valores seleccionados para las dimensiones de cada transistor vienen mostrados en los propios esquemas circuitales, donde se ha deseado alcanzar un buen compromiso entre exactitud

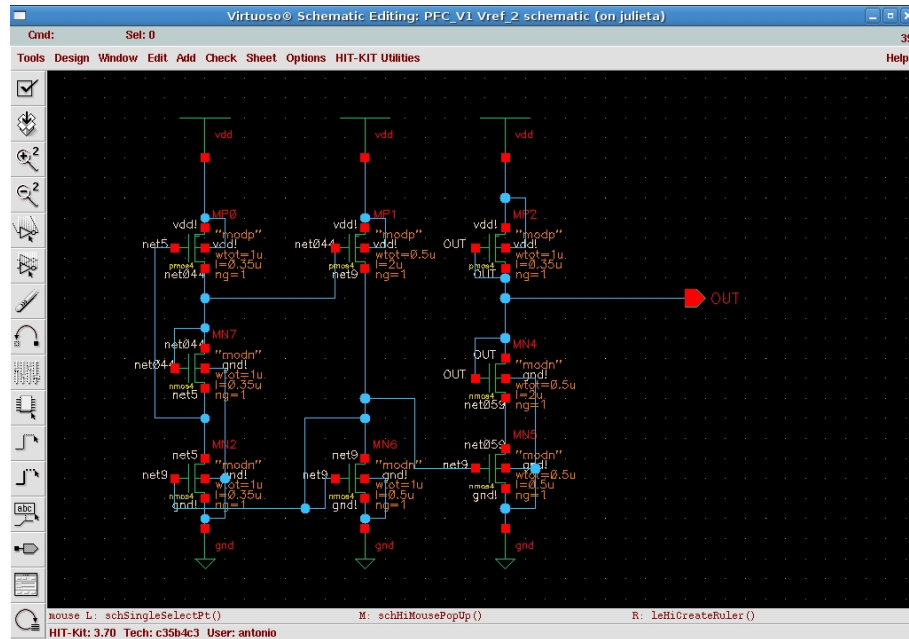


Figura 4.8: Esquemático de la fuente de tensión de referencia de 2.97V.

del valor de tensión a la salida, y el tamaño de los transistores, buscando en todo momento que las dimensiones de éstos sean mínimas.

Como se puede observar de las figuras 4.7 y 4.8, la primera de ellas comparte con la propuesta por la referencia [23] la misma estructura circuital, mientras que la segunda tiene una estructura que se puede definir como complementaria a la primera, en el sentido de que se ha invertido la estructura circuital y se han intercambiado transistores nMOS por pMOS, y viceversa. Esta distribución de transistores se ha implementado para el generador de tensión de referencia de 2,97V, con el fin de que su tensión de salida fuera lo más estable y no se produjesen efectos de carga al conectarlo al comparador correspondiente, situación que aparecía con la original estructura circuital. Así mismo, se puede observar de las figuras cómo la implementación de las resistencias en el circuito se ha llevado a cabo a través de transistores cuya base y drenador están interconectadas. Esta realización de las resistencias por parte de transistores ha venido impuesta por trabajar en un sistema integrado donde se busca el mínimo de área ocupada.

4.2.2. Diseño de los comparadores de señal

Si hay que resaltar algunos elementos de los que forman parte del sensor integrado de temperatura, por la importancia que tiene el diseño de estos sobre el buen funcionamiento del sensor, sin duda estamos hablando de los comparadores de señal. Estos componentes requieren una dedicación importante en su diseño, debido a la función que desempeñan dentro del sistema circuital que constituye el sensor integrado. Como consecuencia de esta gran relevancia dentro de la funcionalidad del sistema completo, se ha tenido siempre presente el intentar optimizar al máximo el diseño de los comparadores para que así, el sensor de temperatura pueda alcanzar las mejores prestaciones posibles.

Los comparadores de tensión en general son circuitos no lineales que, como su nombre indica, realizan la operación de comparar dos señales determinadas, con el fin de saber si una de ellas es mayor o menor en tensión que la otra. Una de las dos señales que se introducen por la entrada del comparador es la que se toma como tensión de referencia, que por ejemplo en nuestro sensor integrado es la señal aportada por cada uno de los generadores de tensión de referencia explicados en la sección 4.2. Estos dispositivos electrónicos presentan a su salida señales de tensión que tienen dos estados posibles, definidos como estado alto en el caso de que la señal tenga el valor de alimentación, y estado bajo en el caso de que la señal tenga el valor de masa. Según el modo de funcionamiento de los comparadores, se puede decir que éstos actúan como un ADC de un bit. Su utilización en aplicaciones de generación de señal, detección y modulación de señal, es muy importante y constituye en muchas ocasiones un bloque analógico básico en bastantes circuitos.

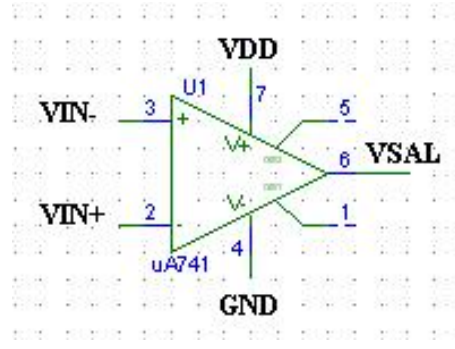


Figura 4.9: Símbolo de un comparador de señales de tensión.

En la figura 4.9 se expone el símbolo para representar de forma general comparadores de señal de tensión. Esta representación es idéntica a la utilizada para los amplificadores operacionales. Idealmente la función de transferencia de este dispositivo es la mostrada por la gráfica (a) de la figura 4.10, definida ésta como muestra la siguiente expresión 4.10.

$$V_o = \begin{cases} V_{OH} & \text{Si } V_{in+} - V_{in-} > 0 \\ V_{OL} & \text{Si } V_{in+} - V_{in-} < 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

En el caso de que una de las tensiones de entrada esté fijada al valor 0 de tensión, entonces la tensión de salida V_o tendrá por valor V_{OL} o V_{OH} , dependiendo de si se da la condición $V_{in+} - V_{in-} < 0$ o $V_{in+} - V_{in-} > 0$ respectivamente. En esta primera función de transferencia presentada, se puede ver claramente cómo el comparador puede aceptar cualquier tipo de señal indistintamente a la entrada, sean éstas analógicas o bien digitales, proporcionando únicamente señales binarias a la salida. Como consecuencia de lo anterior, este elemento constituye en estado puro, un nexo de unión entre el mundo analógico y digital.

La gráfica anteriormente señalada no es razonable ya que un dispositivo real no posee ganancia infinita. La gráfica (b) de la figura 4.10 muestra una característica del comparador más razonable y acorde con la realidad, donde existe una pendiente no infinita como se puede apreciar en la gráfica. El parámetro de ganancia del comparador posee mucha importancia, ya que está íntimamente relacionado con el tiempo de respuesta del dispositivo. Por ejemplo, los amplificadores operacionales pueden actuar como

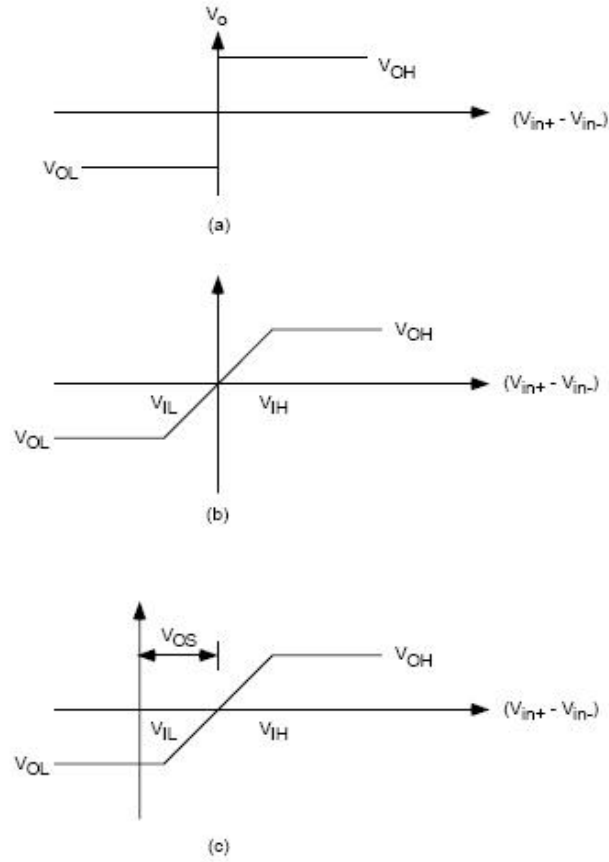


Figura 4.10: Características de transferencia del comparador.

comparadores cuando la ganancia diferencial en lazo abierto es alta, del orden de 40dB, y la velocidad no es un factor crítico. Para nuestro diseño del sensor integrado de temperatura siempre se ha buscado que este parámetro sea lo más elevado posible. La característica de transferencia contenida en la gráfica (b) de la figura 4.10 se encuentra definida por la relación matemática 4.11.

$$V_o = \begin{cases} V_{OH} & \text{Si } V_{in+} - V_{in-} > V_{IH} \\ A_V \cdot (V_{in+} - V_{in-}) & \text{Si } V_{IL} < V_{in+} - V_{in-} < V_{IH} \\ V_{OL} & \text{Si } V_{in+} - V_{in-} < V_{IL} \end{cases} \quad (4.11)$$

Otra característica no lineal de importancia relativa de un comparador práctico, es la presencia de tensión de *offset* en la entrada de éste. La existencia de esta tensión hace que el comparador muestre una salida que no cambia hasta que la diferencia de las señales de entrada no alcanza la tensión de *offset*. En la gráfica (c), que muestra la respuesta de un comparador de tensión añadiendo esta nueva no linealidad, la tensión de *offset* se denomina como V_{OS} . La característica de transferencia contenida en la gráfica (c) de la figura 4.10 se encuentra definida por la relación matemática 4.12.

$$V_o = \begin{cases} V_{OH} & \text{Si } V_{in+} - V_{in-} > V_{IH} \\ A_V \cdot (V_{in+} - V_{in-}) - A_V \cdot V_{OS} & \text{Si } V_{IL} < V_{in+} - V_{in-} < V_{IH} \\ V_{OL} & \text{Si } V_{in+} - V_{in-} < V_{IL} \end{cases} \quad (4.12)$$

En los comparadores de señales de tensión, si el cambio en el valor de la señal de entrada es suficientemente pequeño, la señal de salida no se ve afectada, y la respuesta transitoria del comparador es una respuesta lineal. Un parámetro destacado del comparador junto a la ganancia de éste es el tiempo de mantenimiento, que es el tiempo necesario para que la salida alcance un valor final determinado dentro de una tolerancia predeterminada, cuando el comparador es excitado por una señal de valor pequeño. Este parámetro se encuentra determinado por el producto de ganancia por ancho de banda del comparador. Si la magnitud de la variación de la señal de entrada es suficientemente amplio, el comparador responde en virtud de no poseer la suficiente corriente para aportar a la carga o descarga de las capacidades sobre las que actúa, que se encuentran en la salida del comparador. La velocidad de cambio² es determinada por la pendiente de la forma de onda de la señal de salida, cuando la señal de salida experimenta un cambio tanto ascendente como descendente de su magnitud.

Hay que tener en cuenta, que esta velocidad de respuesta del comparador se encuentra limitada por la capacidad de aportar o retirar corriente, cuando se produce el cambio de la capacidad equivalente que tiene este dispositivo a su salida. Es necesario esperar hasta que el comparador se encuentre estable dentro de un margen definido por valores definidos como tantos por cientos de su valor final, con la idea de evitar errores en la exactitud del procesamiento de señales analógicas. Si para eliminar el inconveniente de la respuesta del comparador expuesto hasta ahora, se toma un tiempo de mantenimiento elevado, esto lleva consigo que la velocidad del procesamiento de las señales analógicas llegue a ser reducido, situación que no muchas veces es agradable.

En el modelo de sensor integrado que se ha propuesto en este proyecto, los comparadores han sido diseñados con la intención de lograr las mejores especificaciones con respecto a los distintos parámetros expuestos en párrafos anteriores. En el caso de la ganancia, el deseo siempre ha sido el que esta magnitud tenga el mayor valor admisible, así como que en el caso del tiempo de mantenimiento, el valor obtenido fuese lo más pequeño posible sin que se produjesen efectos que afecten a la salida del comparador, consiguiendo así que el comparador tuviese una respuesta lo más rápida concebible. Dotar al comparador de la característica de poseer alta velocidad de respuesta, hace que la respuesta proporcionada por estos dispositivos ante la variación de las señales de entrada sea rápida. Gracias a esto, conseguimos una alta precisión en los cambios de las condiciones de la función de transferencia del comparador, lo que se traduce en un alto grado de exactitud por parte de la medida del sensor de temperatura.

En el caso del parámetro de la tensión de *offset*, también se ha intentado reducir su efecto sobre la salida lo máximo posible, aunque si se tuviera un control con buena precisión sobre el valor exacto de esta tensión de *offset*, se podrían haber eliminado los generadores de tensión de referencia de nuestro modelo del sensor, y haber usado estas tensiones características del comparador para realizar la misma función.

²En documentos técnicos y científicos se denomina normalmente como *slew rate*

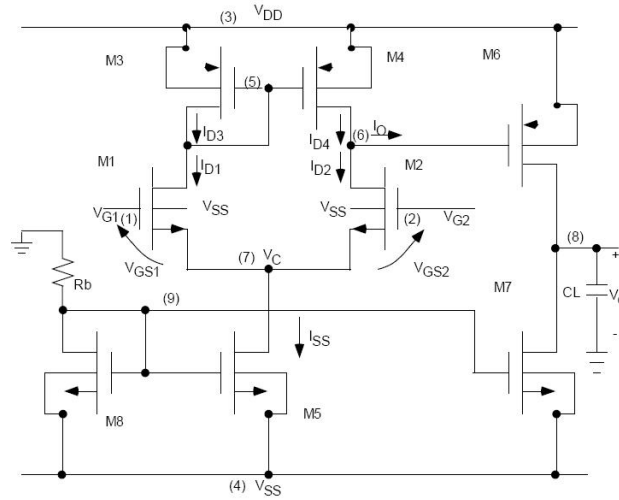


Figura 4.11: Esquema circuital del comparador de señales.

El circuito electrónico que se muestra en la figura 4.11, es el que se ha implementado como comparador de señales de tensión en el sensor integrado de temperatura. Este circuito electrónico como todo el sistema eléctrico que forma el sensor integrado, se encuentra alimentado entre $0V - 3,3V$. Como se puede apreciar en la figura, el comparador está formado por tres esquemas circuitales implementados con un número reducido de transistores. El primero de ellos es un par diferencial que sirve de etapa de entrada de señal al comparador, y esta formado por los transistores M_1 , M_2 , M_3 y M_4 . El siguiente esquema circuital, que se encuentra formado por los transistores M_5 y M_8 , corresponde a un espejo de corriente que se encarga de mantener la corriente constante para el correcto funcionamiento del par diferencial. Por último, nos encontramos con el esquema circuital correspondiente a la etapa de salida, que se encuentra formado por los transistores M_6 y M_7 , y es el encargado de proporcionar unas buenas características respecto a la salida del comparador. La señal de salida se encontrará limitada por la tensión de alimentación y la masa del circuito electrónico, que en nuestro caso es un margen de tensiones que va desde los $3,3V$ hasta los $0V$.

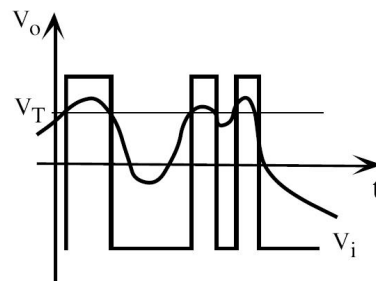


Figura 4.12: Ejemplo de respuesta del comparador de señales.

Como se ha señalado en la sección 4.1, el sensor de temperatura integrado posee dos comparadores de señales de tensión para realizar su cometido. Cada uno de éstos, se

encuentra íntimamente relacionado con uno de los generadores de tensión de referencia existentes en el sistema que forma el sensor integrado, con el fin de que los comparadores de tensión tengan los valores de tensión que les permiten a éstos definir correctamente el tiempo de subida de la señal de entrada. A pesar de ello, ambos comparadores van a ser no inversores, por lo que van a compartir la misma característica de transferencia. Un ejemplo, de cómo es la respuesta de estos comparadores con respecto a una determinada señal analógica, es mostrado en la figura 4.12.

Para la realización de ambos comparadores de tensión se han seguido las líneas de conseguir comparadores de alta ganancia, tiempo de mantenimiento pequeño, tensión de *offset* mínima, y con vistas a los posibles acoplos entre los distintos esquemas que forman el sistema circuital del sensor, impedancia de entrada de valor elevado e impedancia de salida de valor reducido. Para alcanzar estos requisitos, se ha procedido a asignar distintos valores a las dimensiones de los transistores hasta conseguir un compromiso admisible entre todos los parámetros anteriores que caracterizan el comparador, buscando en todo momento que las dimensiones de éstos sean mínimas.

Con las especificaciones descritas en el párrafo anterior, se obtienen los esquemas circuitales presentados en las figuras 4.13 y 4.14, que corresponden con los comparadores de señales de tensión, que tienen por entrada las tensiones de referencia de $330mV$ y $2,97V$ respectivamente. Los valores seleccionados para las dimensiones de cada transistor vienen mostrados en los propios esquemas circuitales.

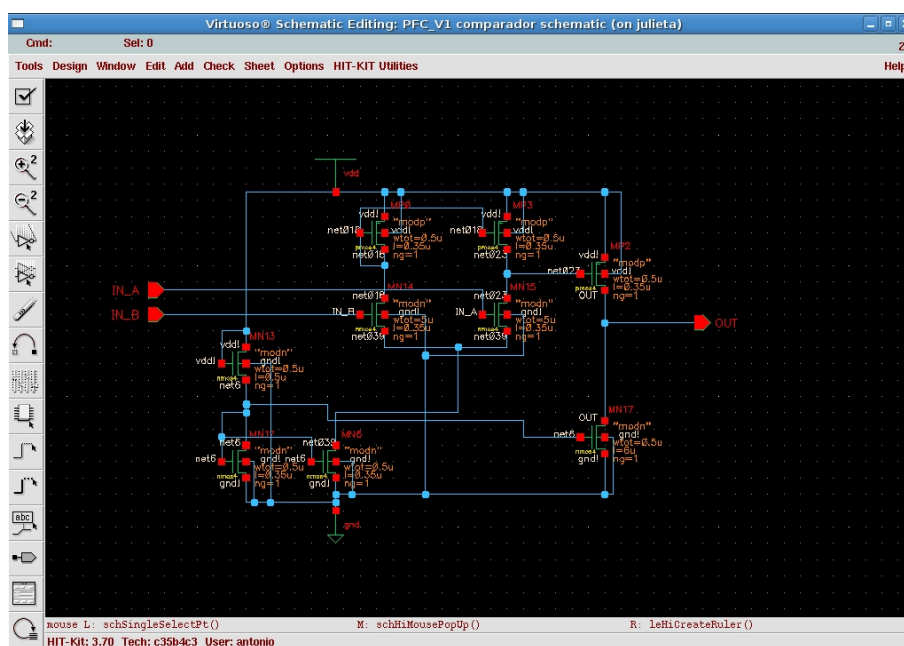


Figura 4.13: Esquemático del comparador de señales de tensión de $330mV$.

Como se puede observar de las figuras 4.13 y 4.14, la primera de ellas comparte exactamente la misma estructura que la presentada en la figura 4.11, mientras que la segunda se diferencia con respecto a las anteriores en que presenta una estructura par Darlington en cada una de las entradas de señal. Esta estructura de transistores ha sido necesaria para el comparador de tensión con tensión de referencia de $2,97V$, con el fin de

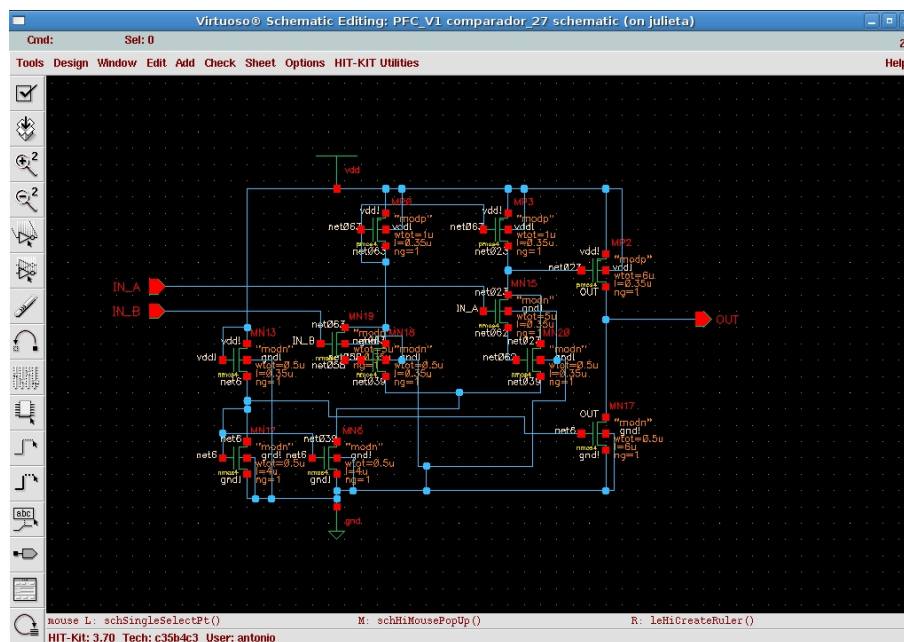


Figura 4.14: Esquemático del comparador de señales de tensión de 2.97V.

que su tensión de entrada fuera lo más estable, y no se produjesen efectos de carga al conectarlo a la fuente de tensión de referencia correspondiente, situación que aparecía con la original estructura circuital. Esta reducción en el acoplo se puede explicar señalando que un valor típico de ganancia de corriente de esta estructura de transistores puede ser de 1000, lo que nos indica que la corriente que pasa por el colector hacia el emisor, es unas mil veces mayor que la corriente que entra por la base, con lo que se evita enormemente las corrientes de carga que se dan en los acoplos existentes entre la fuente de tensión de referencia y el comparador. Esta estructura basada en transistores se muestra más detalladamente en la figura 4.15.

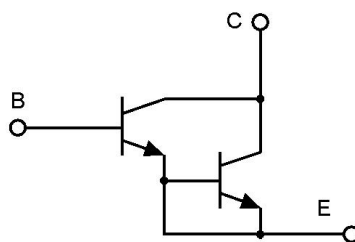


Figura 4.15: Estructura circuital de un par Darlington.

Así mismo, se puede observar de las figuras cómo la implementación de las resistencias en el circuito se ha llevado a cabo a través de transistores cuya base y drenador están interconectadas. Esta realización de las resistencias por parte de transistores ha venido impuesta por trabajar en un sistema integrado donde se busca el mínimo de área ocupada.

4.2.3. Diseño de la puerta XOR

La implementación de la puerta XOR que, como vimos en la sección 4.1, forma parte del sistema electrónico que constituye el modelo del sensor integrado de temperatura, se ha basado en el diseño que nos muestra la referencia [28]. Este artículo propone un nuevo conjunto de puertas XOR/XNOR de baja potencia constituidas únicamente por 4 transistores. Los resultados que se han obtenido de las simulaciones realizadas sobre los circuitos electrónicos propuestos, muestran que las nuevas puertas XOR/XNOR consumen menos energía que alguna otra puerta XOR/XNOR conocida hasta el momento de la publicación de este artículo. De hecho, consume aproximadamente tres veces menos energía que las implementaciones complementarias CMOS existentes, y pueden alcanzar una mejora de un 34 % en el retardo de propagación. La energía estática que consume cualquier puerta XOR implementada hasta la fecha, la cuál es el segundo consumo mínimo de potencia importante por parte de una puerta, es un 10 % mayor que la disipada por las puertas propuestas en este artículo.

Al igual que en el caso de los generadores de tensión de referencia, existen una amplia gama de puertas XOR, debido en gran parte a que realizan una operación entre las señales que se le pasa por las entradas muy utilizada en cualquier circuito electrónico. Para la elección del diseño para implementar la puerta XOR, hemos analizado las características que este tipo de puertas presentan. Entre dichas características, la más destacada y por la cuál en este proyecto nos hemos decantado ha sido la de ser una puerta XOR que tiene un tiempo de respuesta reducido, lo que implica directamente que el retardo que presenta esta puerta es también reducido, aunque la característica de mínima disipación de energía que presenta este modelo, es una propiedad que es necesaria en nuestro sensor para que éste tenga una potencia global de consumo mínima. En las figuras 4.16 y 4.17 se pueden observar las mejoras en determinadas características de las puertas XOR que presenta el modelo de puerta seleccionado, para la implementación en el sensor de temperatura integrado.

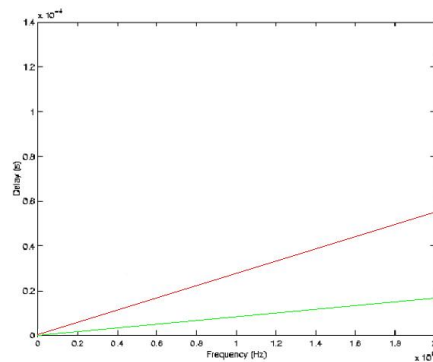


Figura 4.16: Consumo de potencia de puertas XOR. Línea roja es la media de las puertas XOR actuales, mientras que la línea verde es la correspondiente a nuestro modelo.

Este modelo de puerta XOR, ha sido seleccionado para formar parte del sistema que constituye el sensor integrado de temperatura, además de por la simplicidad y reducido tamaño que este circuito presenta, por tratarse de un diseño optimizado de puerta XOR que consigue beneficiar la ejecución de los amplios circuitos de los que este dispositivo forma parte. El resto de modelos que se han analizado para este propósito eran más complejos

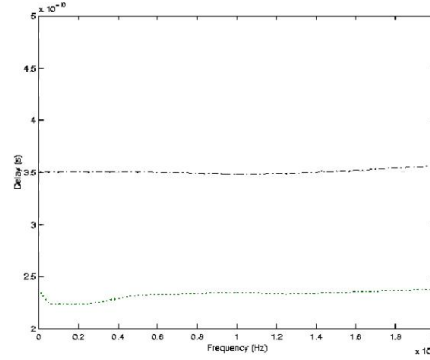


Figura 4.17: Retardo crítico de puertas XOR. Línea negra es la media de las puertas XOR actuales, mientras que la línea verde es la correspondiente a nuestro modelo.

circuitalmente, añadiendo el inconveniente de poseer un mayor número de transistores para llevar a cabo la misma función. Estas características provocaban que el área ocupada por estos modelos sea bastante mayor que la del modelo seleccionado, siendo también el elevado consumo de energía que éstos poseían. Las referencias [29] y [30] muestran diversas realizaciones de puertas XOR que se han estudiado y analizado para su implementación en este sensor integrado.

Numerosas puertas XOR/XNOR han sido propuestas a lo largo de los años. Normalmente, los nuevos modelos que han ido surgiendo se han ido diferenciando de los anteriores, en la variación del área ocupada y el número de transistores utilizados. En la figura 4.18, se pueden ver distintos modelos de implementación de esta puerta XOR. Los cuatro primeros circuitos usan técnicas complementarias de diseño CMOS, los tres modelos que le siguen usan lógica complementaria de transistores de paso (CPL), y los sucesivos tres modelos están basados en lógica de transistores de doble paso (DPL). Los dos últimos esquemas circuitales muestran implementaciones de esta puerta lógica que poseen un número reducido de transistores.

Este circuito electrónico como su nombre indica, realiza la función lógica *OR*-exclusiva, que matemáticamente viene descrita correctamente mediante la expresión booleana $A \oplus B = (\bar{A} \wedge B) \vee (A \wedge \bar{B})$. Se trata de una operación matemática que posee la propiedad asociativa, propiedad muy beneficiosa para diversas realizaciones circuitales. El símbolo usual que representa esta operación matemática es el más (+) inscrito en un círculo, símbolo que se puede apreciar tanto en la ecuación matemática, como también en la gráfica (c) de la figura 4.19.

El circuito electrónico que se muestra en la figura 4.20, es la puerta XOR que se ha implementado en el sensor integrado de temperatura. Este circuito electrónico como todo el sistema eléctrico que forma el sensor integrado, se encuentra alimentado entre $0V - 3,3V$. Comúnmente el modelo de puerta XOR presentado en la figura, es denominado como puerta XOR sin alimentación, ya que como se puede ver del esquema circuital propuesto, este circuito únicamente necesita tener una conexión a masa, la cuál ha sido denominada en la figura como *VSS*.

Como se ha comentado en párrafos anteriores de esta subsección, esta puerta fue elegida por poseer un consumo de energía mínimo y un retardo de propagación reducido. Para la

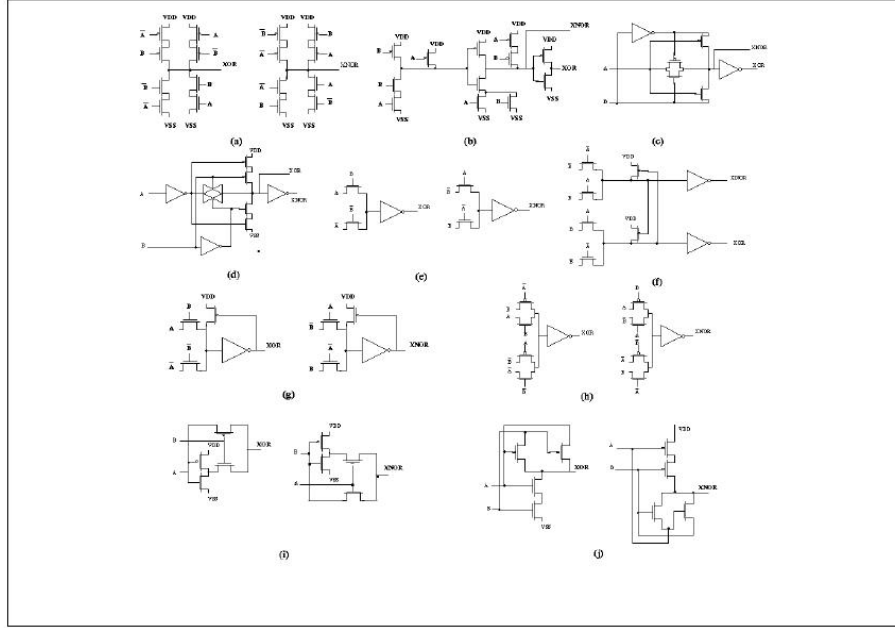


Figura 4.18: Ejemplo de modelos de puertas XOR/XNOR.

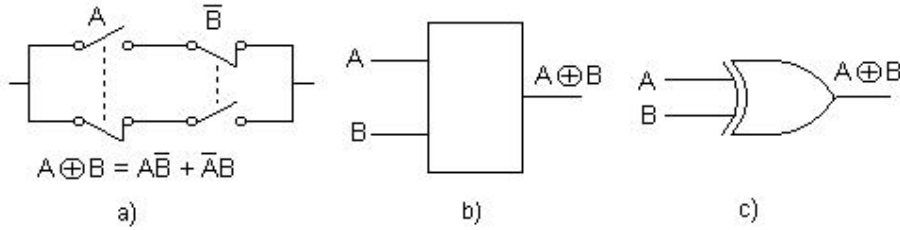


Figura 4.19: Representaciones de la función lógica O-exclusiva. a) Representación en base a contactos, b) Representación normalizada y c) Símbolo de uso frecuente.

estimación del consumo de energía de un circuito electrónico, debemos calcular la potencia dinámica que disipa, la cuál viene dada por la expresión 4.13. En esta ecuación, C_i es la capacidad de carga, V_i es la tensión de interconexión, P_i es la probabilidad de interconexión, f_{CLK} es la frecuencia de reloj, i_{sc} es la corriente de cortocircuito, i_{leak} es la corriente de pérdidas y VDD es la tensión de alimentación.

$$P_D = \left(\sum_i C_i \cdot V_{i_{interconexin}} \cdot P_i \right) \cdot f_{CLK} + i_{sc} \cdot VDD + \sum_i i_{leak} \cdot VDD \quad (4.13)$$

Los principales elementos de la disipación de potencia son los componentes de la corriente i_{sc} y la tensión $v_{i_{interconexin}}$, por lo que para conseguir que un circuito consuma la menor cantidad posible de potencia, es necesario reducir al máximo estas componentes. Nuestro modelo de puerta XOR reducirá su potencia disipada utilizando las ideas que se van a describir en los siguientes párrafos.

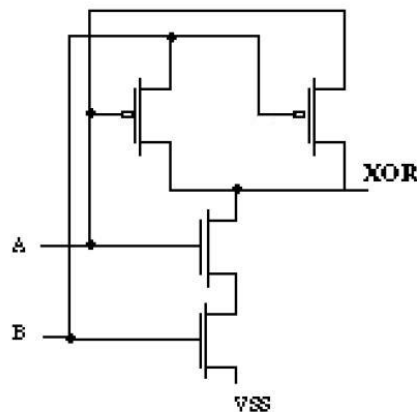


Figura 4.20: Esquema circuitual del comparador de señales.

La tensión de interconexión de un circuito electrónico general, es el cambio de la tensión que se produce durante una transición, definiéndose por tanto como la diferencia de tensión entre un 1 lógico y un 0 lógico. Cuando la señal de transmisión es ideal, el 1 lógico es igual a la tensión de alimentación (VCC), y el 0 lógico es igual a la masa del circuito. En estas circunstancias, la tensión de interconexión tiene el mismo valor que la fuente de tensión del sistema, por lo que provocando una reducción en el valor de la fuente de tensión se consigue una disipación de energía más baja. En nuestro modelo se ha utilizado una tensión de alimentación de $3,3V$.

La tensión de interconexión puede ser también reducida cuando las señales no son totalmente transmitidas en su valor. Esto ocurre cuando un transistor nMOS transmite un 1 lógico o un pMOS transmite un 0 lógico. Un circuito que tiene una menor capacidad de conducción, situación que se da en el caso expuesto, a menudo disipa menos energía. Los diseños CMOS usualmente tienen varios transistores en serie conectados a su salida, por lo que se llegará a tener una capacidad de conducción débil, que puede ser evitada con el uso de inversores o *buffers*. Este hecho en nuestro modelo se da cuando ambas entradas poseen como entrada un 1 lógico, obteniéndose a la salida no una tensión igual a masa, sino una tensión de entorno a $0,8V$. Se ha optado por no utilizar inversores o *buffers*, ya que significaba un aumento considerable del área ocupada, no siendo necesario para que el sistema funcione correctamente.

El cortocircuito de corriente que se da en estos dispositivos, es establecido por un camino directo entre la fuente de tensión y la masa del circuito. La presencia repetida en el circuito electrónico de esta conexión, causa un consumo de energía bastante elevado, por lo que se tiende a evitarlo lo máximo posible. Una amplia parte del consumo de energía del circuito, es causado por las frecuentes interconexiones de los inversores, en particular, los que están conectados con los puertos de entrada. Esta parte de energía disipada es menor cuando los caminos directos que van de la fuente de tensión hacia la masa del circuito, son reducidos o llegan a no existir, situación que se consigue cuando la tensión de alimentación o bien la masa no están presentes en el esquema circuitual del dispositivo, como es el caso del modelo de puerta XOR propuesto.

La velocidad de respuesta de este tipo de dispositivos es evaluada usando el término de

camino crítico. Los transistores del circuito electrónico son contados como formando parte del camino crítico, cuando ellos transmiten una señal que contribuye a la generación de la señal de salida. En nuestra implementación de puerta XOR, el camino crítico se produce cuando ambas entradas de la puerta poseen un 1 lógico, estando en este caso en conducción únicamente dos transistores. El modelo de puerta XOR implementado en nuestro sensor integrado de temperatura, es el que menos transistores en conducción posee en el camino crítico.

Para la realización de nuestra puerta XOR se han seguido las líneas de conseguir una puerta que tenga un consumo de energía mínimo y un retardo de propagación reducido. Para alcanzar estos requisitos, se ha procedido de forma análoga a la seguida en los comparadores de señal de tensión, de modo que se han asignado distintos valores a las dimensiones de los transistores hasta conseguir un compromiso admisible entre los dos parámetros anteriores que caracterizan a la puerta lógica, buscando en todo momento que las dimensiones de éstos sean mínimas. Los transistores situados en la parte inferior del diseño, nos han servido para modificar la verticalidad de la señal de salida (transiciones de 0 a 1 lógico), mientras que los transistores situados en la parte superior, nos han ayudado a modificar el nivel que presenta la señal de salida en el caso de peor transmisión, es decir, cuando ambas señales de entrada tienen por entrada un 0 lógico.

Con las especificaciones descritas en el párrafo anterior, se obtiene el esquema circuital presentado en la figura 4.21, cuyas entradas corresponden con las señales de salida de los comparadores de señales de tensión, que tienen por entrada las tensiones de referencia de $330mV$ y $2,97V$ respectivamente. Los valores seleccionados para las dimensiones de cada transistor vienen mostrados en los propios esquemas circuitales.

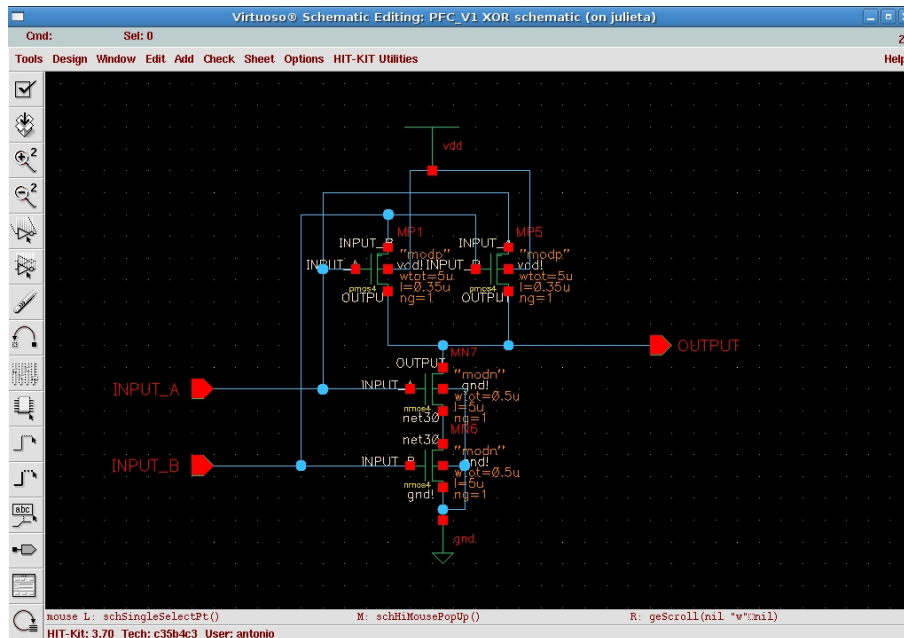


Figura 4.21: Esquemático de la puerta lógica XOR.

Como se puede observar de la figura 4.21, ésta comparte exactamente la misma estructura que la presentada en la figura 4.20.

4.3. Decisiones de diseño tomadas

A lo largo de todo el proceso de diseño del sensor integrado de temperatura, se han ido tomando decisiones respecto al diseño de éste, teniendo como resultado el modelo de sensor presentado en este proyecto. Siempre se ha buscado coseguir que el sistema global presente las mejores prestaciones, quizás en un detrimento de las mejores optimizaciones que se podían lograr en el diseño de los distintos bloques aislados, que integran el sistema que constituye el sensor.

Se ha optado por ir describiendo cada una de las decisiones tomadas en el diseño del sensor en cada uno de los bloques descritos en la sección 4.2, ya que estas elecciones entre caminos distintos cuyo fin no es más que el de alcanzar el mismo objetivo, surgen en el momento en que se está en pleno proceso de diseño, por lo que se ha visto conveniente que sea en la propia descripción del diseño de nuestro sensor integrado donde se expongan estas decisiones.

Por tanto se insta, a que si se quieren conocer las decisiones tomadas en el diseño de un determinado bloque del sistema, se revise la subsección donde se trata el diseño de éste, estando todos los distintos bloques descritos en la sección 4.2. En el caso de que se quieran conocer las decisiones correspondientes al sistema global, se deberá revisar el apartado donde se trata este diseño, que en nuestro proyecto es el 4.1.

4.4. Verificación funcional del sensor integrado

El sensor integrado de temperatura, como se expuso en la sección 3.4, se encuentra fundamentado en la medida del tiempo subida de la señal de entrada que se toma para realizar las medidas, definido este parámetro como aquel intervalo de tiempo que transcurre entre los instantes en que la señal de salida alcanza el 10 % y el 90 % de su valor final. Este sensor, como el resto del conjunto de sensores que tienen su principio de funcionamiento en la medida de este parámetro y la posterior conversión de esta medida a una señal que represente el valor de la temperatura, tiene como ventaja la posibilidad de realizar una cantidad de medidas elevada en un tiempo relativamente corto, por lo que se consigue una sensibilidad del sensor suficientemente mejorada. Esta propiedad, como se podrá ver, se encuentra corroborada en una de las caracterizaciones realizadas en el capítulo 5.

El principio de funcionamiento del modelo de sensor integrado propuesto en este proyecto es, como se ha ido comentando a lo largo de los anteriores capítulos, la medida de la temperatura teniendo como principio la variación que tiene el tiempo de subida de una señal eléctrica respecto a ésta. Este intervalo de tiempos que nos sirve como variable secundaria de medida, ha sido definido anteriormente como el tiempo de propagación que sufre una señal cuando ésta cambia de un nivel bajo a uno alto, situación que se produce cuando ésta por ser de naturaleza digital, cambia de tener el valor de masa (nivel bajo) a tener el valor de alimentación del dispositivo electrónico (nivel alto). Este principio ha sido ampliamente explicado en la sección 4.1, donde además se ha proporcionado la ecuación 4.1, para mostrar la relación existente, cuando se trabaja con tecnología CMOS, entre este periodo de tiempo y la temperatura.

Esta sección es por tanto la encargada de ver, que todo lo expuesto en los anteriores párrafos de esta sección, así como todo lo percibido en los capítulos de este proyecto

vistos hasta este momento, es verídico en su totalidad. Como si de un puzzle se tratase, se ha querido constituir el sensor integrado a partir de diferentes módulos, de los cuales se debía tener la certeza de que desempeñaban la función para la que teóricamente estaban diseñados, y por la que eran fundamentales en el sistema en el que se encontraba implementado el modelo del sensor de temperatura. Por este hecho, para la verificación del buen funcionamiento del modelo de sensor integrado de temperatura, se comenzó por probar la funcionalidad de los distintos módulos descritos en la sección 4.2.1. Para las pruebas necesarias para la verificación del funcionamiento de estos bloques, se ha realizado un circuito de prueba por cada uno de los módulos, de los cuales se han presentados dos en las figuras 4.22 y 4.23 como ejemplos.

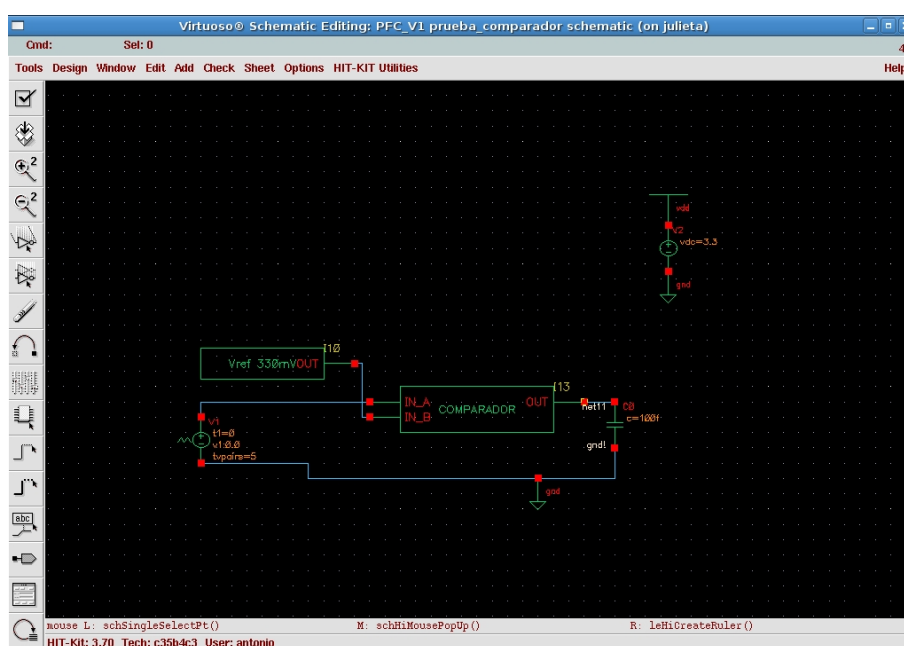


Figura 4.22: Circuito de prueba para el comparador de señales de tensión.

Realizadas estas pruebas sobre los módulos aislados que constituyen el sensor de temperatura, se han obtenido las señales contenidas en las figuras 4.24 y 4.25. En la primera de ellas, se muestran de forma conjunta todas las señales de tensión presentes en todos los nodos del esquema circuital por bloques del sensor integrado. En esta representación de las señales del sistema eléctrico, se pueden ver como es su variación en el tiempo en función de la señal que se toma como entrada (señal de color amarillo). En la segunda figura, se muestra ya cada una de las señales de manera aislada. La primera de estas señales es la proveniente de la salida del comparador de señal de tensión de valor $2,97V$. Le sigue la señal proporcionada por la salida del comparador de señal de tensión de valor $330mV$. A continuación tenemos las dos señales de los generadores de tensión de referencia de valores $2,97V$ y $330mV$ respectivamente. Y por último, nos encontramos con la señal de color rojo que corresponde a la señal de salida de la puerta XOR.

Como se puede apreciar de ambas figuras, todos los modelos proporcionan las señales para los que fueron diseñados, aunque por no ser ideales, presenten variaciones respecto a sus valores teóricos, cuyos valores se encuentran dentro de un rango de valores permitido.

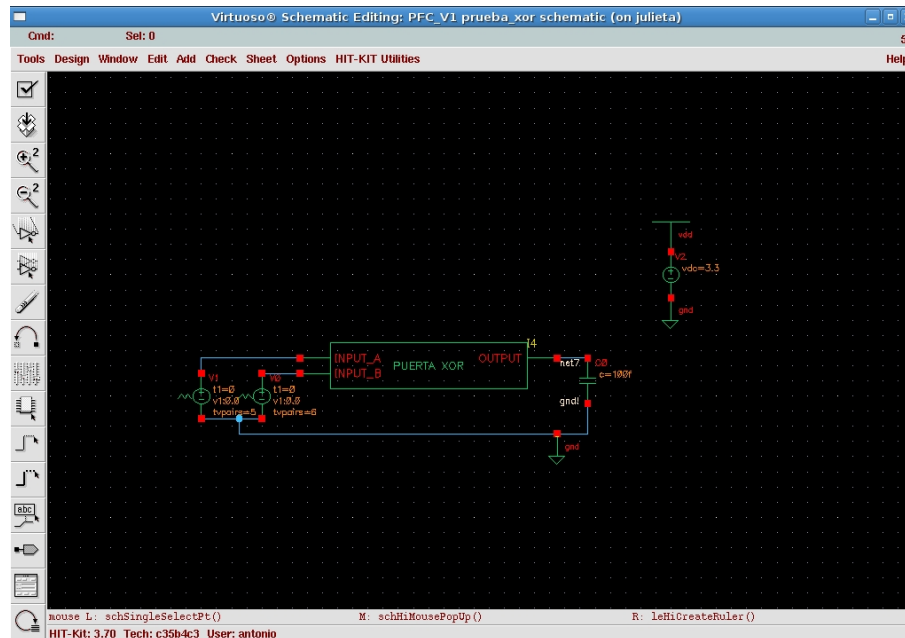


Figura 4.23: Circuito de prueba para la puerta lógica XOR.

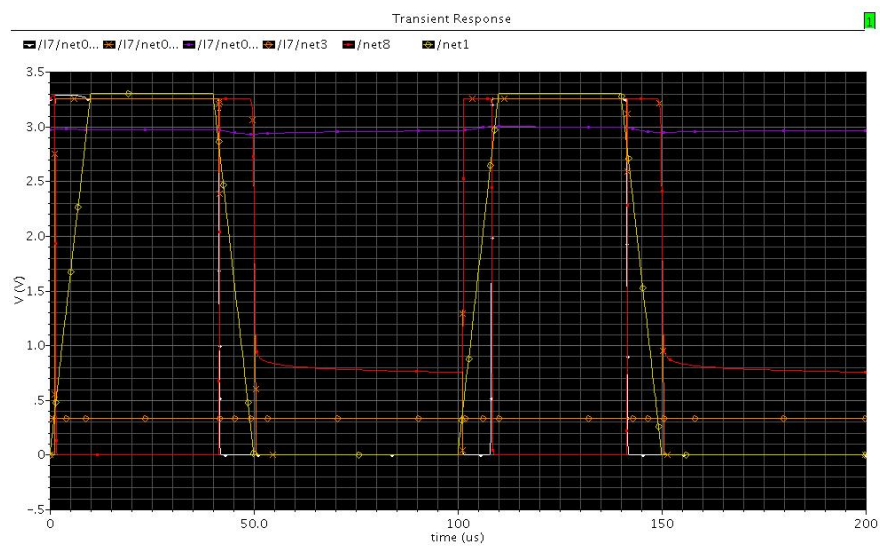


Figura 4.24: Representación conjunta de las señales de los nodos del circuito electrónico.

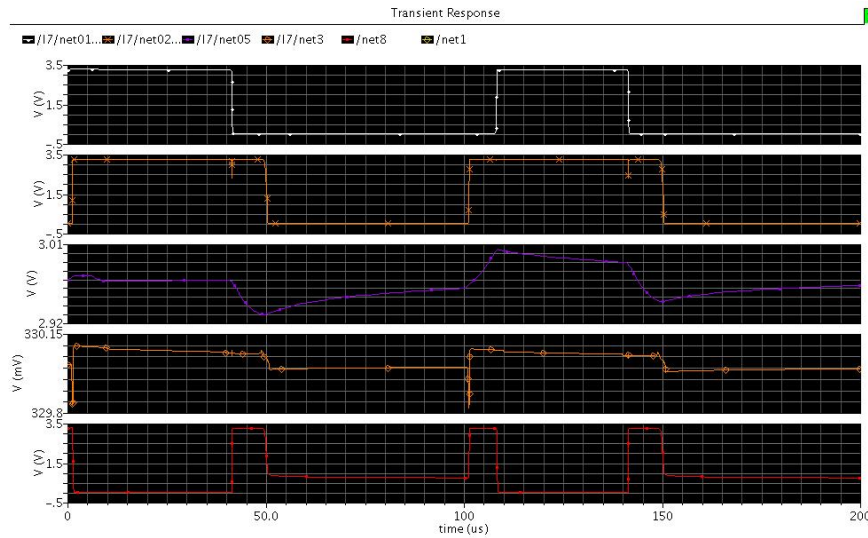


Figura 4.25: Representación aislada de las señales de los nodos del circuito electrónico.

Para el estudio de la funcionalidad del sensor integrado de temperatura desde una visión global, se ha visto como responde el sistema ante los estímulos de entrada para los que éste está diseñado. El procedimiento seguido para realizar esta prueba está ampliamente detallado en el apartado 5.2.4 de la sección 5.2, en la cuál se ha caracterizado el comportamiento a temperatura fija del sensor integrado de temperatura, además de proporcionar la función de transferencia del sensor de temperatura, función que tiene por estímulo de entrada la variación de temperatura en el circuito electrónico, y por señal de salida, una señal digital cuyos pulsos proporcionan la información de temperatura mediante la anchura que poseen estos, como es de prever.

Gracias las pruebas aisladas realizadas a cada uno de los módulos que constituyen el sensor de temperatura, las cuales han sido presentadas en esta sección, así como a los resultados obtenidos de la caracterización del comportamiento del sensor a temperatura fija realizada en el capítulo 5, se consigue de manera clara y sencilla la verificación funcional del sensor integrado de temperatura propuesto en este Proyecto Fin de Carrera.

4.5. Herramientas software empleadas

Para el diseño y desarrollo de la implementación del sensor de temperatura integrado expuesto en este proyecto, así como para la posterior elaboración y análisis de las medidas realizadas a lo largo de todo el proceso de caracterización, se ha empleado una única herramienta *software* muy completa aportada por **Cadence Designs Systems**.

El nombre **Cadence Design Systems** es utilizado frecuentemente para designar a un *software* de diseño electrónico automático (EDA), pero este nombre también corresponde a la compañía de servicios de ingeniería, fundada en 1988 por la fusión de SDA Systems y ECAD, que es la encargada del desarrollo y mantenimiento del *software* por el cuál esta empresa es conocida mundialmente.

Este *software* de diseño electrónico ha sido ejecutado para la realización de este

proyecto, sobre máquinas basadas en Debian GNU/Linux, pertenecientes al laboratorio de CAD del grupo LSI, perteneciente al Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Madrid.

Capítulo 5

Caracterización del sensor

En este capítulo, se presenta y describe detalladamente cada una de las caracterizaciones realizadas sobre el modelo del sensor integrado de temperatura desarrollado en el presente Proyecto Fin de Carrera. Este capítulo es uno de los que tienen mayor importancia dentro de esta memoria del proyecto, ya que el objetivo de estas caracterizaciones es principalmente mostrarnos mediante las medidas realizadas de ciertos parámetros característicos, así como a través de la determinación experimental de los valores de la señal de salida que nos proporciona el dispositivo para determinados estímulos de entrada, las características y especificaciones que presenta el modelo de sensor de temperatura propuesto. La estructura que muestra el presente capítulo para exhibir todas estas caracterizaciones es la que sigue. Se comienza por describir, de una manera genérica, las pruebas de caracterización a realizar sobre el modelo, para así a continuación centrarnos en cada una de estas pruebas realizadas, y ver las peculiaridades que muestra el modelo de sensor integrado en cada una de ellas. Como fin y cierre de este capítulo, se exponen los resultados y conclusiones obtenidas de la caracterización realizada.

5.1. Descripción de las pruebas de caracterización a realizar

Durante el diseño de los distintos módulos que forman parte del sistema desarrollado en el presente Proyecto Fin de de Carrera, se ha mantenido como objetivo, como se ha ido comentando en los capítulos anteriores, seguir un criterio de mejora de todas las características que presenta este modelo de sensor, con el fin de obtener un sensor integrado de temperatura lo más eficiente posible y con las mejores prestaciones. Sin embargo, las relaciones inevitables entre los distintos parámetros que posee este dispositivo, impiden que la optimización de los diversos módulos lleve relacionada una optimización global del sistema, por lo que el resultado final se ha visto condicionado por el compromiso entre los distintos parámetros analizados en esta caracterización del sistema. Es por este hecho por lo que la caracterización resulta tan importante, ya que como se intuye, va a ser la que prevea el rendimiento final del sensor integrado de temperatura.

Toda la caracterización que se ha realizado de este modelo de sensor integrado de temperatura, y que es la que se presenta en este capítulo de la memoria del proyecto, se ha llevado a cabo con las herramientas *software* descritas en la sección 4.5. Estas herramientas, además de servir para comprobar el buen funcionamiento del sistema global que forma el

modelo del sensor, con todos los módulos que lo constituyen ya integrados, también nos ha permitido obtener de forma rigurosa y fiel tanto las características como las especificaciones que presenta este dispositivo.

Dentro del amplio abanico de posibles caracterizaciones de un determinado dispositivo que te pueden permitir estas herramientas *software*, existen diversas clases de caracterizaciones que se diferencian según la naturaleza de los parámetros que se quieran obtener. En esta caracterización del sensor integrado de temperatura, se podrá diferenciar la medida del área ocupada por el dispositivo electrónico, en la que la caracterización esta basada en la medida de unas dimensiones físicas, de la caracterización de la potencia media consumida en la que se obtiene un valor numérico sin producirse variación alguna de los diversos parámetros del sistema electrónico ni de las señales, así como de la caracterización de la mayoría de parámetros restantes donde se analiza la señal que proporciona el sensor de temperatura a su salida para variaciones existentes de diversos estímulos de entrada de naturaleza distinta.

Dado que existen diversas clases de caracterizaciones realizadas sobre el modelo del sensor de temperatura propuesto, esto lleva a que existan diversos requisitos para las medidas diferentes a realizar, por lo que se ha optado por realizar por separado las distintas medidas necesarias para la caracterización total del sistema electrónico. Es por esto, por lo que la sección 5.2 se encuentra subdividida en cada una de las caracterizaciones, con el objetivo de exhibir ampliamente y de forma detallada cada una de ellas por separado.

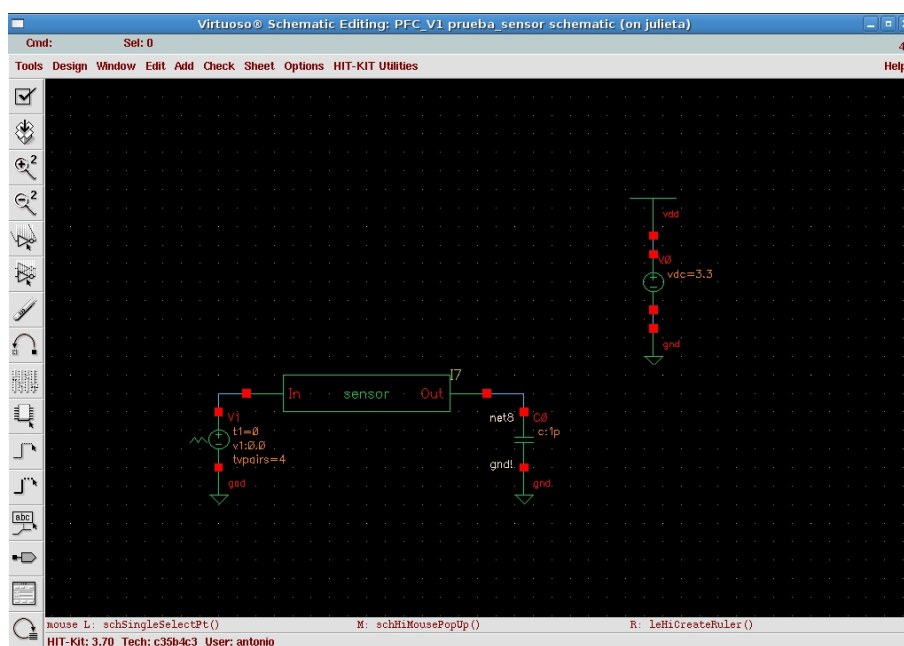


Figura 5.1: Esquema del circuito para caracterización del sensor.

A pesar de que cada caracterización realizada necesite unos requisitos específicos, hemos utilizado un mismo circuito electrónico de prueba para la realización de todas las caracterizaciones, ya que los requisitos que imponen cada una de ellas sólo afectan a la modificación de los valores de determinados parámetros, y no a las conexiones circuitales. Este circuito electrónico de prueba aparece en la figura 5.1.

Las diversas caracterizaciones que se han realizado sobre el modelo de sensor integrado de temperatura, se encuentran en la sección 5.2. En esta sección, cada una de ellas es explicada con todo lujo de detalles, para que el lector pueda obtener sus propias conclusiones sobre funcionamiento y prestaciones del modelo de sensor de temperatura propuesto.

Debido a una limitación de recursos, sólo ha sido posible la realización de las caracterizaciones de este sensor integrado mediante las herramientas *software* expuestas en la sección 4.5. Sería recomendable y necesario realizar una implementación de este modelo en un dispositivo físico real, de manera que se pueda analizar el comportamiento de este modelo de un modo más exacto y preciso, obteniendo a la vez el valor real de los distintos parámetros que lo caracterizan.

5.2. Pruebas de caracterización realizadas

En la presente sección, se explica detalladamente cada una de las pruebas de caracterización realizadas sobre el modelo de sensor integrado de temperatura. Se han estudiado y analizado diversos artículos científicos, en los que se caracterizan distintos dispositivos electrónicos que comparten una misma funcionalidad semejante al modelo de sensor integrado propuesto, con el fin de tener un amplio conocimiento sobre la caracterización de estos dispositivos, y más específicamente, conocer exactamente cuáles son los parámetros que son realmente necesarios para la caracterización completa de éstos. Salvo las caracterizaciones relacionadas con el estudio del comportamiento del sensor a temperatura dinámica, y con el análisis de los efectos sobre el sensor de errores de fabricación, las cuáles han sido vistas en la referencia [31], el resto de caracterizaciones se han obtenido del análisis de las referencias [2], [3], [4] y [5].

Cada caracterización expuesta en esta sección va a seguir una estructura bien definida. En primer lugar, se define y expone el parámetro que se quiere medir con la caracterización, y lo que se quiere conseguir con ello. Después de tener conocimiento suficiente sobre el parámetro, se detallará el proceso que se ha seguido para llevar a cabo la caracterización. A continuación, se mostrarán las medidas obtenidas de las pruebas realizadas sobre el modelo de sensor propuesto en este proyecto, para que así finalmente en una última parte, y como cierre de la caracterización, se presenten las conclusiones de los resultados obtenidos.

5.2.1. Caracterización de frecuencia de la señal de entrada

En esta caracterización vamos a tratar el análisis en frecuencia de la señal sobre la que nuestro modelo de sensor integrado de temperatura realiza las medidas. El estudio de la frecuencia a la que un dispositivo electrónico es capaz de funcionar es muy importante, ya que te permite conocer la rapidez de respuesta del circuito, cuando éste tiene a la entrada una señal determinada. De este modo el objetivo de la caracterización es conocer el conjunto de señales de entrada con las que el modelo propuesto tiene un comportamiento esperado.

Esta caracterización se ha llevado a cabo mediante un barrido en frecuencia del funcionamiento del modelo propuesto. En él, la señal de entrada que nos sirve para realizar la medida de temperatura, se obtiene mediante una conversión de magnitud a partir del

tiempo de subida de la señal de entrada, variando su pendiente del flanco de subida de forma lineal. La definición de pendiente utilizada en esta caracterización, se corresponde con la forma existente en la variación que sufre el valor de la señal, siendo la señal que se hace pasar por entrada ideal, cuando ésta cambia de transmitir un 0 lógico a un 1 lógico, siempre y cuando el 0 lógico se corresponda con la masa del circuito electrónico, y el 1 lógico se corresponda con la alimentación del circuito.

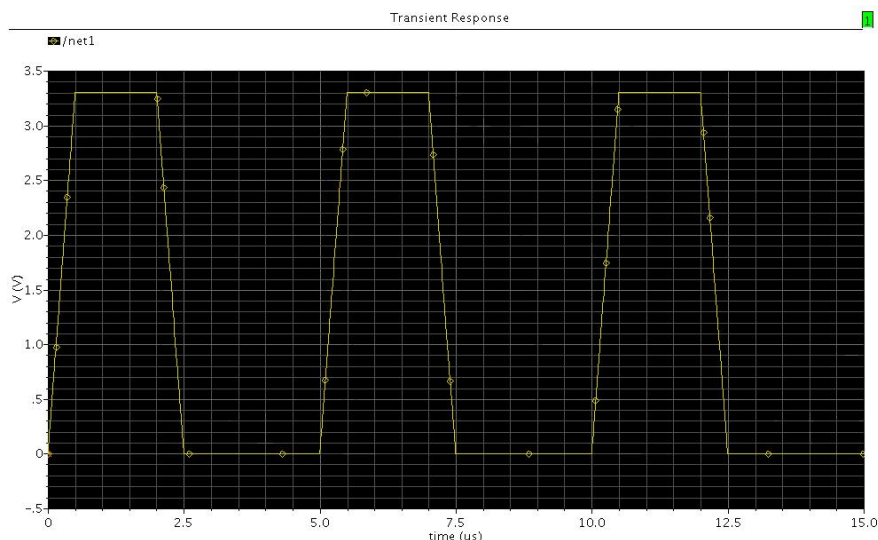


Figura 5.2: Ejemplo de señal ideal de entrada del sensor con pendiente.

El procedimiento seguido ha sido partir de una señal digital que posee un periodo de $5\mu s$, y que presenta una pendiente de $500ns$, ya que se ha comprobado que con una señal con estas características el comportamiento del sensor es el correcto. A partir de ella, se ha ido decrementando el valor de su pendiente en $10ns$ hasta llegar a observar la limitación impuesta por el dispositivo, determinada ésta por una pendiente de valor $100ns$. La señal que se ha introducido por la entrada ha mantenido constante tanto el periodo como el ciclo de trabajo, realizándose todas las caracterizaciones a una temperatura constante de $27^{\circ}C$. Un ejemplo de señal de entrada del sensor de temperatura es la mostrada en la figura 5.2, la cual presenta la característica de tener una pendiente de $500ns$.

Una vez realizado todo el procedimiento expuesto en el párrafo anterior, se obtienen entre una gran cantidad de señales de salida, las presentadas en las figuras 5.3, 5.4, 5.5, 5.6 y 5.7. Estas gráficas son muy representativas, ya que nos han servido para identificar dónde se localiza la frecuencia máxima a la que este dispositivo es capaz de funcionar dentro de todo el rango de frecuencias posible, dándose esta frecuencia máxima en el momento que se consigue encontrar la mínima pendiente permisible para el correcto funcionamiento del modelo de sensor.

En la figura 5.7 se puede ver cómo la señal de salida, que es la de color rojo, presenta una forma aceptable de pulso, ya que esta señal presenta una pendiente mucho mayor que la mínima que se va a permitir, situación que no se da cuando se pasa esta mínima pendiente como puede ser el caso de la figura 5.3, en donde se puede apreciar cómo el pulso de salida ya no mantiene la forma. Analizando las distintas gráficas que se han obtenido dentro del rango de valores de pendiente que va desde $500ns$ hasta $100ns$, se puede apreciar cómo el

valor de pendiente donde la forma del pulso pierde su forma es entorno a los $200ns$. Para corroborar correctamente este límite en el valor de la pendiente permitido se muestran las figuras 5.4, 5.5y 5.6.

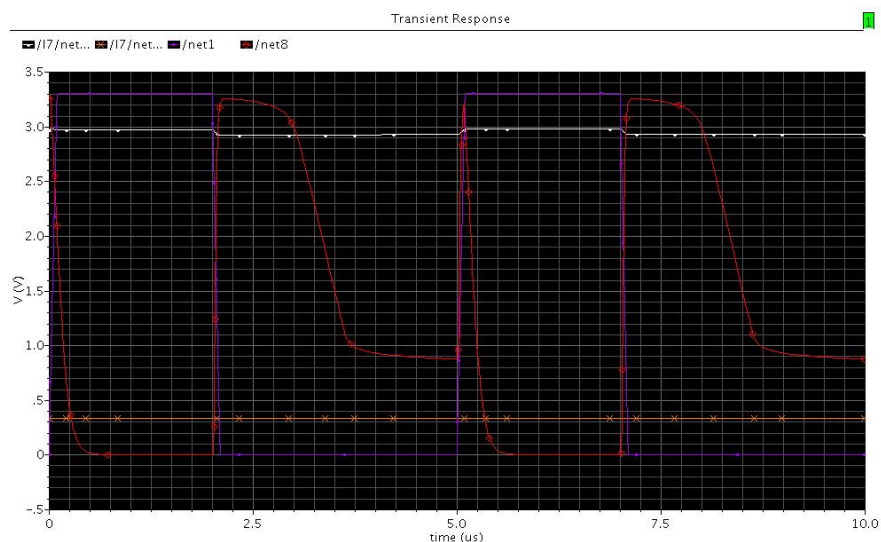


Figura 5.3: Señal de entrada con pendiente de valor de $100ns$.

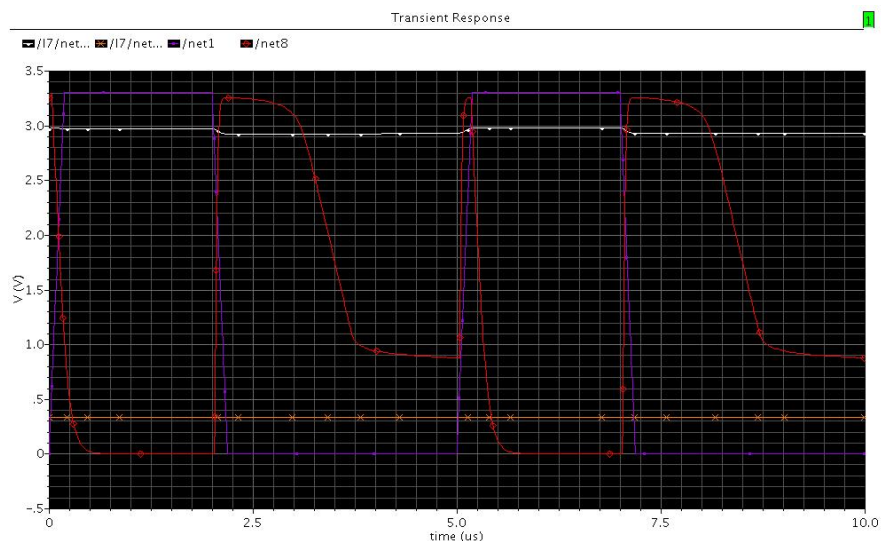


Figura 5.4: Señal de entrada con pendiente de valor de $190ns$.

De esta forma, tenemos una estimación de las transiciones rápidas que es capaz de detectar el sensor integrado de temperatura y por tanto, de las variaciones de temperatura que pueden ocurrir en el *chip*.

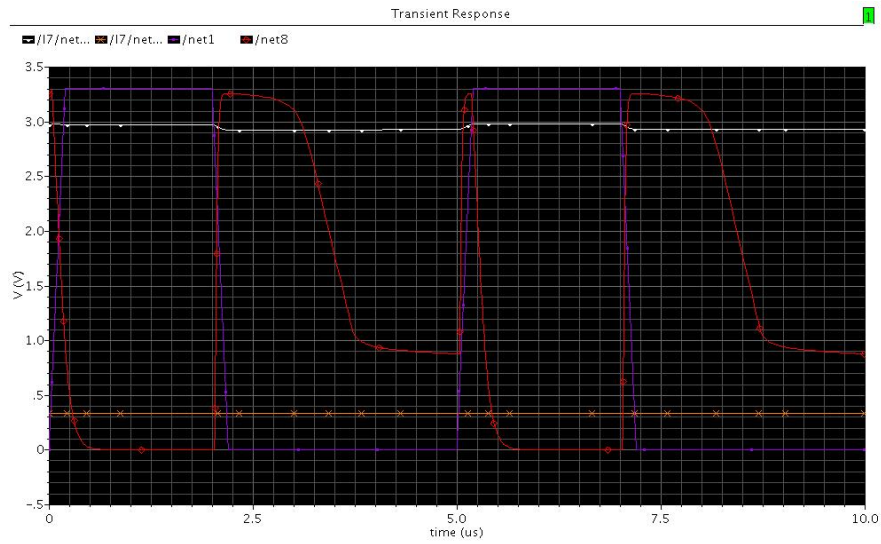


Figura 5.5: Señal de entrada con pendiente de valor de $200ns$.

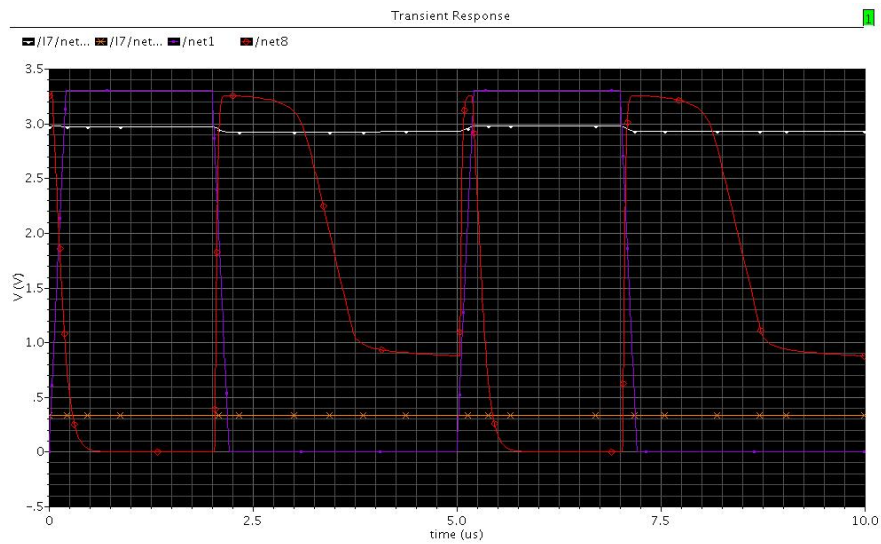


Figura 5.6: Señal de entrada con pendiente de valor de $210ns$.

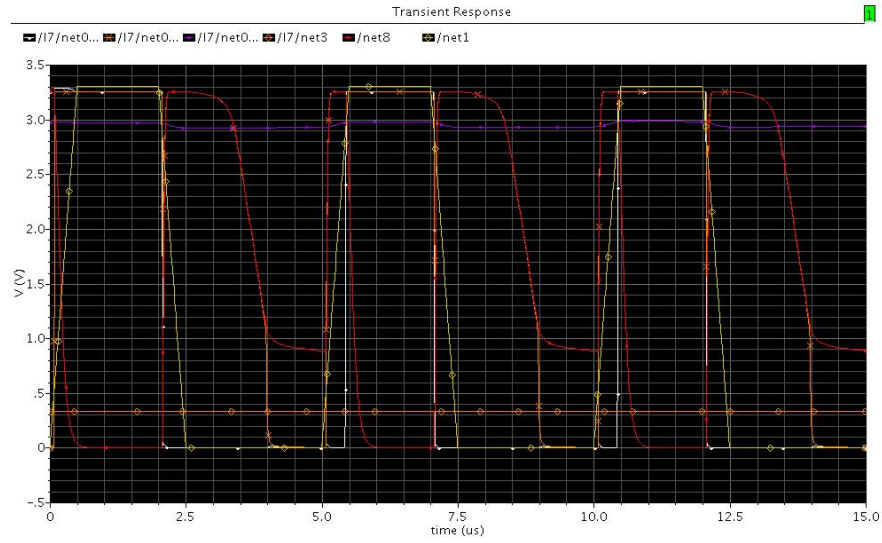


Figura 5.7: Señal de entrada con pendiente de valor de $500ns$.

5.2.2. Caracterización del ciclo de trabajo de la señal de entrada

En esta caracterización vamos a tratar el análisis del ciclo de trabajo de la señal sobre la que nuestro modelo de sensor integrado de temperatura realiza las medidas. El estudio de este parámetro del dispositivo nos permite, como en el caso anterior, conocer el conjunto de señales de entrada con las que el modelo propuesto tiene un comportamiento esperado, pero esta caracterización se distingue de la anterior en que las señales que se tienen por entrada no se diferencian en su pendiente, sino en el ciclo de trabajo que presentan.

Se puede definir el ciclo de trabajo de una señal periódica, como el ancho relativo de la parte que tiene el valor de alimentación del circuito en relación al período entero que posee la señal. Esta relación matemática viene expresada según la ecuación $D = \frac{\tau}{T}$, donde D es el ciclo de trabajo, τ es el tiempo en que la función tiene el valor de alimentación (ancho del pulso), y T es el período de la función. El ciclo de trabajo es un parámetro escalar cuyo valor está comprendido entre 0 y 1, y suele venir expresado en tanto por ciento.

Esta caracterización se ha llevado a cabo mediante un barrido de los posibles valores del ciclo de trabajo que puede presentar una señal. En este caso la señal de entrada que nos sirve para realizar la medida de temperatura, que como se ha explicado en el capítulo 4 se obtiene mediante una conversión de magnitud a partir del tiempo de subida de la señal de entrada, varía su ciclo de trabajo de forma lineal. Esta variación de los valores del ciclo de trabajo está acotada entre los valores del 0% y 100%, ya que como hemos indicado en párrafos anteriores, el ciclo de trabajo es un parámetro escalar cuyo valor está comprendido entre 0 y 1.

El procedimiento seguido ha sido partir de una señal digital que posee un periodo de $8\mu s$, y que presenta una pendiente de $200ns$, ya que se ha comprobado que con una señal con estas características el comportamiento del sensor es el correcto, para a partir de ella, ir decrementando el valor de su periodo en $200ns$ hasta llegar a observar la limitación impuesta por el dispositivo, determinada ésta por un periodo de $2,2\mu s$. La señal que se ha introducido por la entrada ha mantenido constante tanto el ancho del pulso como la

pendiente, realizándose todas las caracterizaciones a una temperatura constante de 27°C . Como en el caso anterior, nos hemos basado en la medida de una variable secundaria, como es la medida del periodo, para obtener la medida del valor del ciclo de trabajo, ya que ambas se encuentran relacionadas según las condiciones descritas en este procedimiento seguido.

Una vez realizado todo el procedimiento expuesto en el párrafo anterior, se obtienen entre una gran cantidad de señales de salida, las presentadas en las figuras 5.8, 5.9, 5.10, 5.11 y 5.12. Estas gráficas son muy representativas, ya que nos han servido para identificar dónde se localiza el ciclo de trabajo máximo al que este dispositivo es capaz de funcionar dentro de todo el rango de valores posibles de este parámetro.

En la figura 5.12 se puede ver como la señal de salida, que es la de color rojo, presenta una forma aceptable de pulso, ya que esta señal presenta un ciclo de trabajo mucho menor que el máximo que se va a permitir. Por el contrario, esta situación no se da cuando se pasa el máximo valor de ciclo de trabajo, como puede ser el caso de la figura 5.8, en donde se puede apreciar cómo el pulso de salida ya no mantiene la forma. Analizando las distintas gráficas que se han obtenido dentro del rango de valores de periodo que va desde $8\mu\text{s}$ hasta $2,2\mu\text{s}$, se puede apreciar cómo el valor del periodo donde la forma del pulso pierde su forma es entorno a los $4,4\mu\text{s}$. Para corroborar correctamente este límite en el valor del ciclo de trabajo permitido se muestran las figuras 5.9, 5.10 y 5.11.

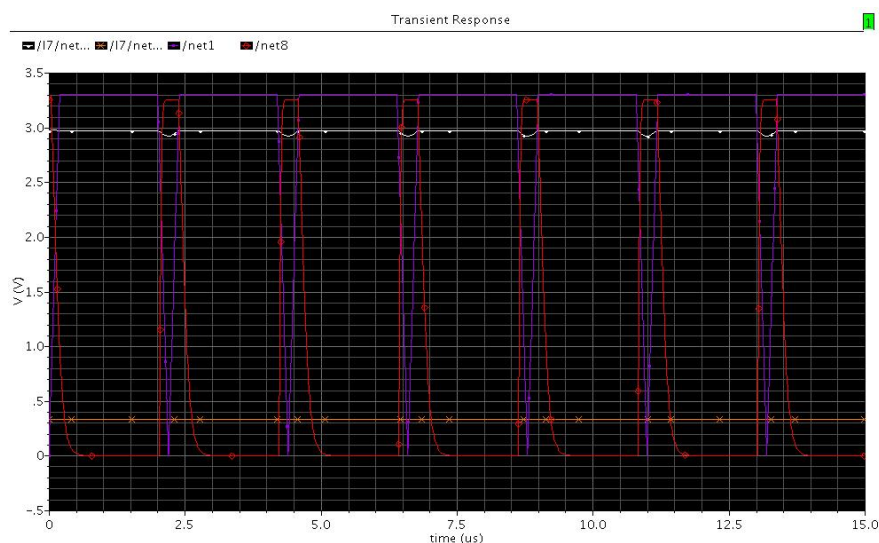
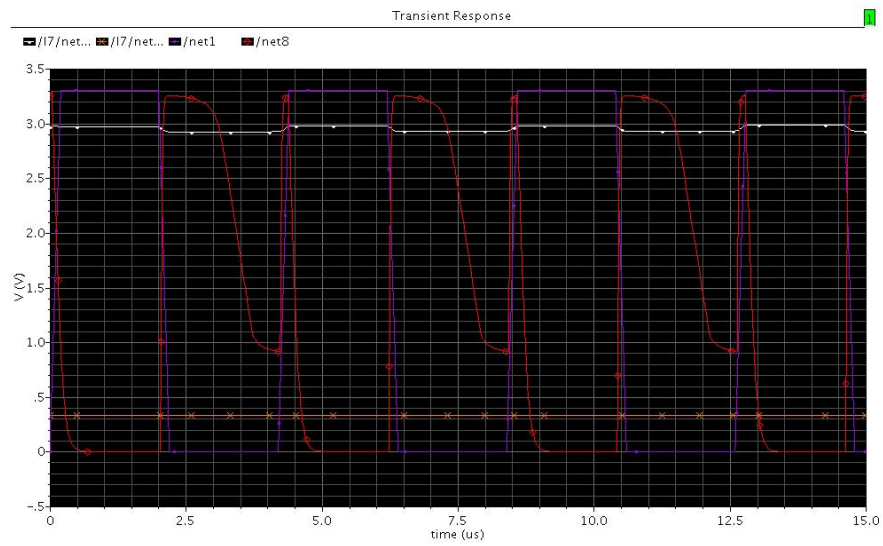
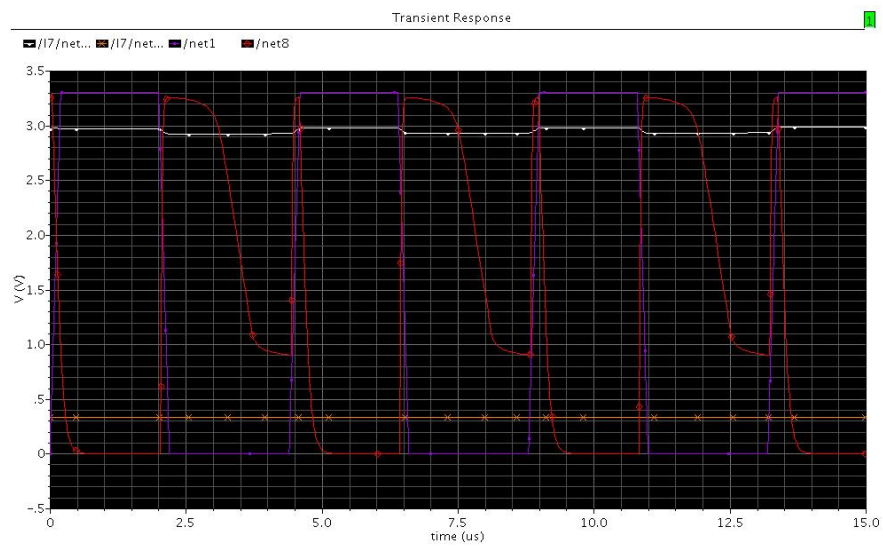


Figura 5.8: Señal de entrada con periodo de valor de $2,2\mu\text{s}$.

Para obtener el ciclo de trabajo máximo de la señal al que este dispositivo es capaz de funcionar, conociendo el mínimo valor de periodo permisible para el buen funcionamiento del sensor, nos basamos en la relación mostrada en la ecuación 5.1, que es la definición del ciclo de trabajo según la expresión $D = \frac{\tau}{T}$, y en la que el valor del numerador corresponde con el ancho del pulso que posee la señal que se ha tomado como entrada en todas las caracterizaciones. Sabiendo que el periodo mínimo aceptable tiene un valor de $4,4\mu\text{s}$, obtenemos un ciclo de trabajo máximo de funcionamiento de **50 %**.

Figura 5.9: Señal de entrada con periodo de valor de 4,2 μs .Figura 5.10: Señal de entrada con periodo de valor de 4,4 μs .

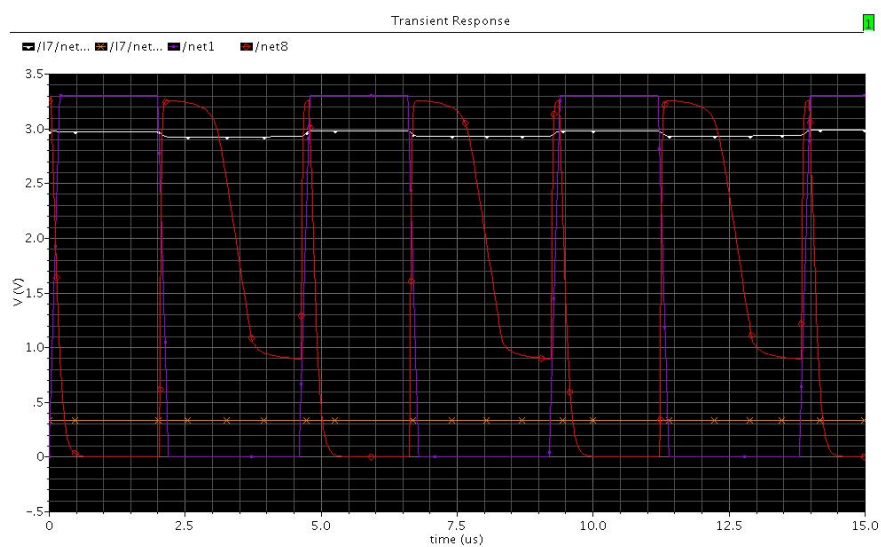


Figura 5.11: Señal de entrada con periodo de valor de $4,6\mu s$.

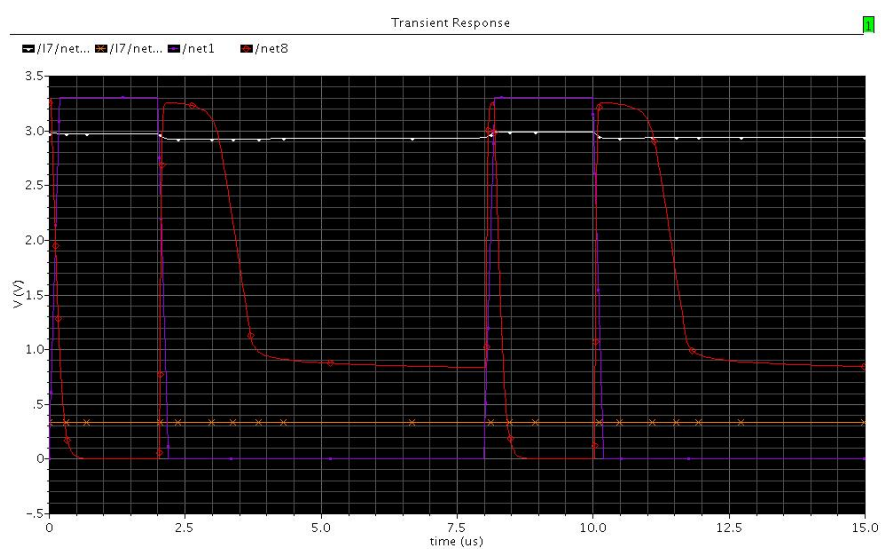


Figura 5.12: Señal de entrada con periodo de valor de $8,0\mu s$.

$$\text{Ciclo de trabajo}_{max} = \frac{2,20\mu s}{\text{Tiempo periodo}_{min}} \quad (5.1)$$

El ciclo de trabajo mínimo de funcionamiento del sistema, se encuentra estrechamente relacionado con el mayor valor de periodo que permite que la medida pueda llevarse a cabo correctamente. El valor de este periodo tiende a infinito, por lo que se ha optado en poner el límite de este ciclo de trabajo al 1 %, ya que en principio el sensor necesita la existencia de al menos un pequeño pulso para que la medida pueda ser llevada a cabo. Si se hubiera tomado como límite mínimo el valor de 0 %, con esto indicaríamos que el sensor es capaz de realizar medidas sin la existencia de variación alguna de señal, lo que no es cierto. Con esta situación, llegamos a la conclusión de que el sensor integrado de temperatura necesita una señal de entrada que tenga un ciclo de trabajo mayor o igual que un 1 %, ya que así nos aseguramos que exista al menos un pequeño pulso para que la medida pueda ser llevada a cabo.

Conocidos ambos límites en el valor del ciclo de trabajo, podemos decir que con ellos se ha proporcionado el rango o margen de valores del ciclo de trabajo de las señales de entrada, que son necesarios para el buen funcionamiento del modelo de sensor.

5.2.3. Caracterización de la anchura del pulso de la señal de entrada

En esta caracterización vamos a tratar la anchura del pulso de la señal sobre la que nuestro modelo de sensor integrado de temperatura realiza las medidas. El estudio de este parámetro del dispositivo nos permite, como en los casos anteriores, conocer el conjunto de señales de entrada con las que el modelo propuesto tiene un comportamiento esperado, pero esta caracterización se distingue de las anteriores en que las señales que se tienen por entrada no se diferencian en su pendiente o ciclo de trabajo, sino en el ancho del pulso que presentan. La medida de este parámetro nos va a aportar una idea sobre la rapidez con que el dispositivo es capaz de realizar medidas seguidas, ya que hasta este momento, todas las caracterizaciones realizadas sobre el modelo se fundamentaban en la realización de medidas aisladas.

Se puede definir el ancho del pulso de una señal eléctrica, como el intervalo de tiempos existente entre un flanco de subida y el flanco de bajada que le sigue, siempre y cuando la señal posea transiciones entre sus dos valores bien determinados de señal. Esta definición corresponde a lógica digital positiva. El ancho de pulso es también un parámetro escalar cuyo valor viene expresado en unidades del tiempo.

Esta caracterización se ha llevado a cabo mediante un barrido de los posibles valores del ancho de pulso que puede presentar una señal. En este caso la señal de entrada que nos sirve para realizar la medida de temperatura, que como se ha explicado en el capítulo 4 se obtiene mediante una conversión de magnitud a partir del tiempo de subida de la señal de entrada, varía su ancho de pulso de forma lineal.

El procedimiento seguido ha sido partir de una señal digital que posee un periodo de $5\mu s$, que presenta una pendiente de $200ns$, y que tiene un ancho de pulso de $250ns$, ya que se ha comprobado que con una señal con estas características el comportamiento del sensor es el correcto. A partir de ella, se irá decrementando el valor de su ancho de pulso en $10ns$ hasta llegar a observar la limitación impuesta por el dispositivo, determinada ésta

por un ancho de pulso de $50ns$. La señal que se ha introducido por la entrada ha mantenido constante tanto el periodo como la pendiente, realizándose todas las caracterizaciones a una temperatura constante de $27^{\circ}C$. A diferencia de las caracterizaciones anteriores, en esta medida no nos hemos basado en la medida de alguna variable secundaria, ya que la dimensión del ancho del pulso se puede extraer directamente de la medida sobre el pulso.

Una vez realizado todo el procedimiento expuesto en el párrafo anterior, se obtienen entre una gran cantidad de señales de salida, las presentadas en las figuras 5.13, 5.14, 5.15, 5.16 y 5.17. Estas gráficas son muy representativas, ya que nos han servido para identificar dónde se localiza el ancho de pulso mínimo con el que este dispositivo es capaz de funcionar dentro de todo el rango de valores posibles de este parámetro.

En la figura 5.17 se puede ver cómo la señal de salida, que es la de color rojo, presenta una forma aceptable de pulso, ya que esta señal presenta un ancho de banda mucho mayor que el mínimo que se va a permitir. Sin embargo, esta situación no se da cuando se pasa el mínimo valor del ciclo de trabajo, caso de la figura 5.13, en donde se puede apreciar como el pulso de salida ya no mantiene la forma. Analizando las distintas gráficas que se han obtenido dentro del rango de valores de periodo que va desde $250ns$ hasta $50ns$, se puede apreciar cómo el valor del periodo donde la forma del pulso pierde su forma es entorno a los $220ns$. Para corroborar correctamente este límite en el valor del ancho de banda permitido se muestran las figuras 5.14, 5.15 y 5.16.

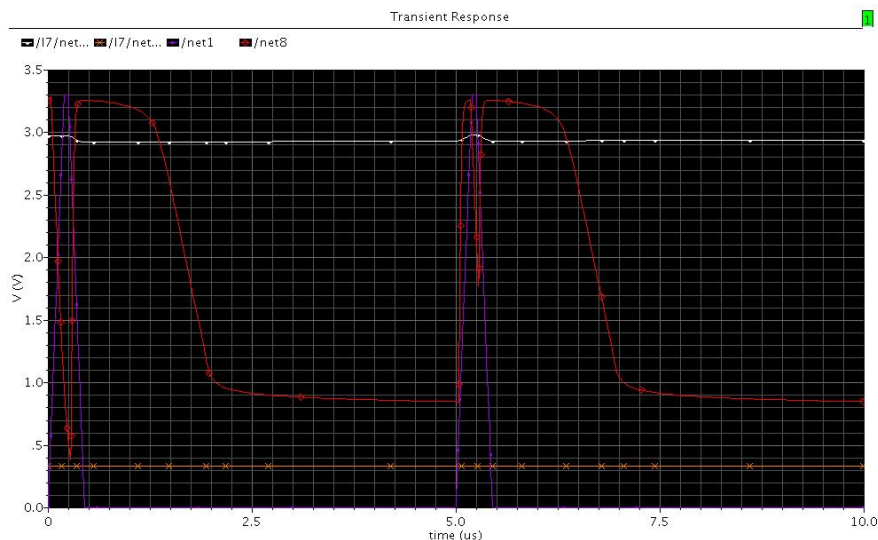
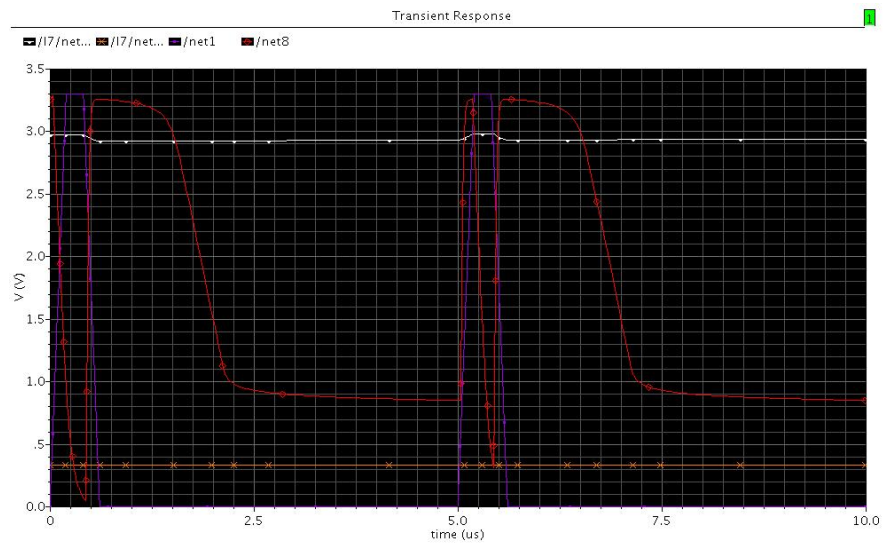
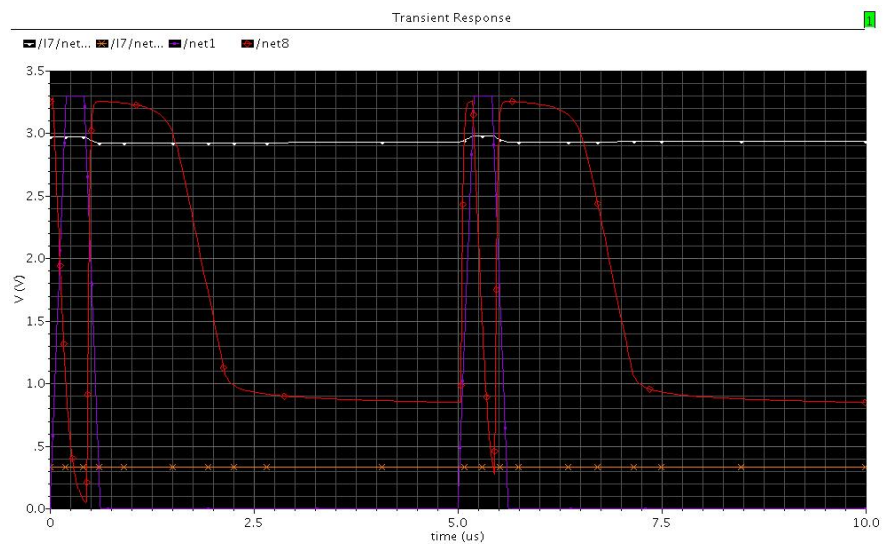


Figura 5.13: Señal de entrada con ancho de pulso de valor de $50ns$.

Una vez que ya hemos obtenido el ancho de pulso mínimo de funcionamiento, siendo este aquél que posee como magnitud unos **220ns**, podemos ver lo que nos encontramos si buscamos un límite superior al valor del ancho de pulso de la señal que se toma como entrada. El ancho de pulso máximo de funcionamiento del sistema, realmente no es un límite para el funcionamiento del modelo de sensor integrado de temperatura, ya que cuanto mayor es el valor de esta magnitud, existe menos influencia entre las distintas medidas consecutivas realizadas, por lo que no se ve afectado el buen funcionamiento del dispositivo. En relación a este parámetro, en principio el sensor sólo necesita la existencia de al menos un pequeño intervalo de tiempos, que sirva para diferenciar claramente una

Figura 5.14: Señal de entrada con ancho de pulso de valor de $210ns$.Figura 5.15: Señal de entrada con ancho de pulso de valor de $220ns$.

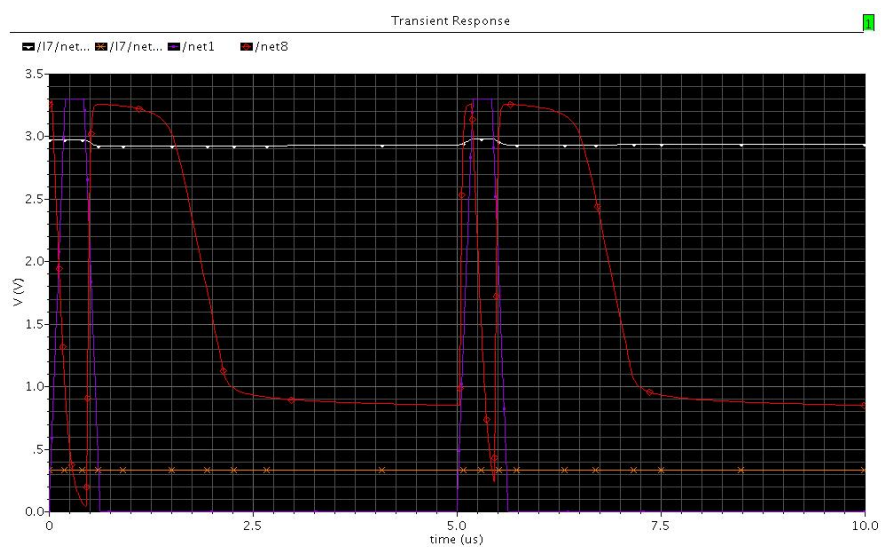


Figura 5.16: Señal de entrada con ancho de pulso de valor de $230ns$.

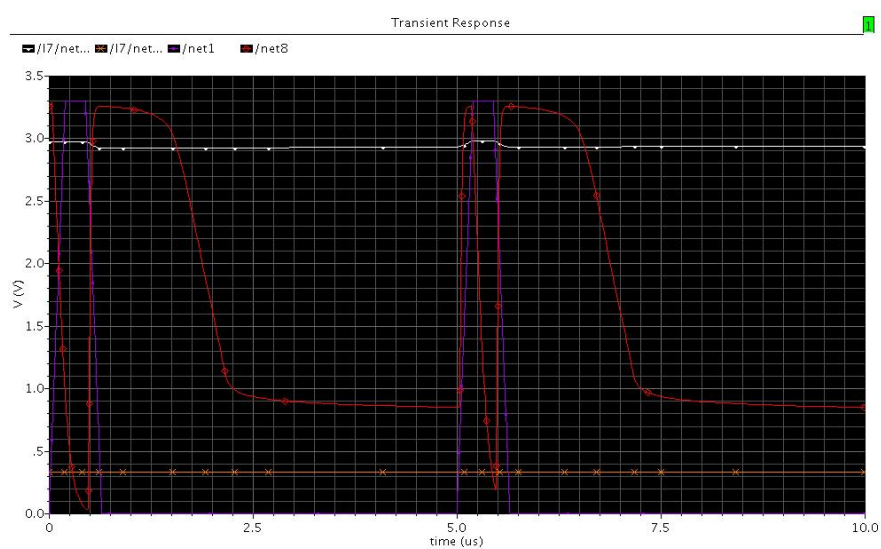


Figura 5.17: Señal de entrada con ancho de pulso de valor de $250ns$.

medida de la otra, para que así los circuitos que traten la información contenida en la señal de salida del sensor puedan tomar la información de forma clara y precisa.

Con esta situación, llegamos a la conclusión de que el sensor integrado de temperatura necesita una señal de entrada que tenga un ancho de pulso mayor o igual a $220ns$, ya que así nos aseguramos que no exista posibles interferencias en las medidas consecutivas realizadas, con lo que se consigue que la transmisión de información de temperatura sea correcta.

5.2.4. Caracterización del comportamiento del sensor a temperatura fija

En este apartado, vamos a tratar la caracterización del comportamiento a temperatura fija del sensor integrado de temperatura, en otras palabras y con el fin de esclarecer lo que se persigue con estas pruebas realizadas sobre el modelo. Esta caracterización nos va a proporcionar la función de transferencia del sensor de temperatura, función que tiene por estímulo de entrada la variación de temperatura en el circuito electrónico, y por señal de salida, una señal digital cuyos pulsos proporcionan la información de temperatura mediante la anchura que poseen éstos.

Una vez que se ha leído detalladamente el capítulo 4, se puede ver cómo esta caracterización es la que mayor importancia debe tener, ya que realmente es la que valida la funcionalidad del modelo propuesto en el presente Proyecto Fin de Carrera. Es por tanto, que el estudio de esta caracterización del dispositivo nos permite, no como en los casos anteriores, conocer el conjunto de señales de entrada con las que el modelo propuesto tiene un comportamiento esperado, sino corroborar todas los cálculos teóricos y predicciones de comportamiento del modelo de sensor integrado propuesto con respecto a la temperatura y sus variaciones.

Con idea de refrescar las nociones en las que se fundamenta este modelo de sensor de temperatura para entender la caracterización, se insta a revisar detalladamente la sección 4.1, donde se describe detalladamente toda la funcionalidad del sensor. En esta sección se incluyen tanto las fórmulas matemáticas que demuestran la relación entre la variación de temperatura existente en el circuito, y la magnitud del tiempo de subida de la señal que se toma como estímulo de entrada de nuestro sensor, así como el proceso que se sigue para medir dicho tiempo de subida, y poder proporcionar una señal digital a la salida del sensor, cuyos pulsos proporcionan la información deseada de temperatura mediante la anchura de éstos.

Esta caracterización ha sido llevada acabo mediante un barrido de temperaturas dentro del margen que va desde los $25^{\circ}C$ hasta los $100^{\circ}C$, ya que se prevé que va a ser éste, el rango de temperaturas donde el modelo de sensor va a desempeñar su funcionamiento la mayoría de las ocasiones. En esta caracterización, la señal de entrada que nos sirve para realizar la medida de temperatura, que como se ha explicado en el capítulo 4 se obtiene mediante una conversión de magnitud a partir del tiempo de subida de la señal de entrada, no varía ninguno de sus parámetros de una medida a otra. Es la temperatura del circuito la que se ha variado de forma lineal entre el margen de temperaturas indicado en este párrafo.

El procedimiento seguido ha sido partir de una señal digital que posee un periodo de $10\mu s$, que presenta una pendiente de $200ns$, y que tiene un ancho de pulso de $1,8\mu s$, ya

que gracias a todas las caracterizaciones realizadas anteriormente, se conoce que con una señal con estas características el comportamiento del sensor es el correcto. Teniendo esta señal de entrada que presenta las características descritas anteriormente, se ha partido de una temperatura circuital de 25°C , incrementándose dicho valor de la temperatura en 1°C hasta llegar al fin del rango de temperaturas propuesto para esta caracterización, determinado éste por una temperatura de 100°C . La señal que se ha introducido por la entrada, como se ha comentado previamente, ha mantenido constante tanto el valor del periodo, como el valor de la pendiente, así como el valor de su ancho de pulso. En esta caracterización, como en el caso de la medida del ancho del pulso, no nos hemos basado en la medida de alguna variable secundaria, ya que la dimensión del ancho del pulso de salida, que es la magnitud que nos interesa, se puede extraer directamente de la medida sobre el pulso.

Una vez realizado todo el procedimiento expuesto en el párrafo anterior, se obtienen una gran cantidad de señales de salida, ya que por cada grado dentro del rango de temperaturas definido, se tiene una gráfica donde se representa la señal de salida junto con su correspondiente señal de entrada. En las figuras 5.18, 5.19, y 5.20, se muestran tres gráficas seleccionadas dentro de este conjunto obtenido, con el fin de mostrar la variación que se produce en el ancho de pulso de la señal de salida. Se presenta la gráfica del límite inferior del rango de temperaturas (5.18), la gráfica del límite superior del rango de temperaturas (5.20), así como una gráfica de un valor intermedio dentro de este rango (5.19).

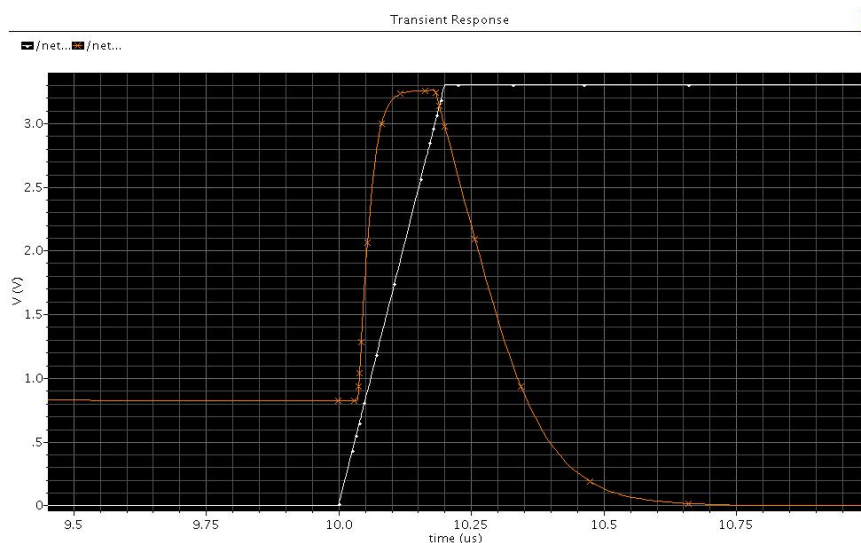


Figura 5.18: Señales de entrada y salida a una temperatura de 25°C .

Como en esta caracterización se necesita el valor numérico exacto del ancho de pulso de la señal de salida, ha sido necesaria la utilización de las herramientas que proporciona la aplicación *software* sobre la cual se ha simulado este comportamiento del modelo de sensor. Todas las gráficas, en este caso como se puede apreciar, son representativas, ya que todas nos han servido para obtener los valores necesarios para realizar la curva de calibrado mostrada en la figura 5.21.

La gráfica de la figura 5.21 muestra claramente la relación cuantitativa que liga los

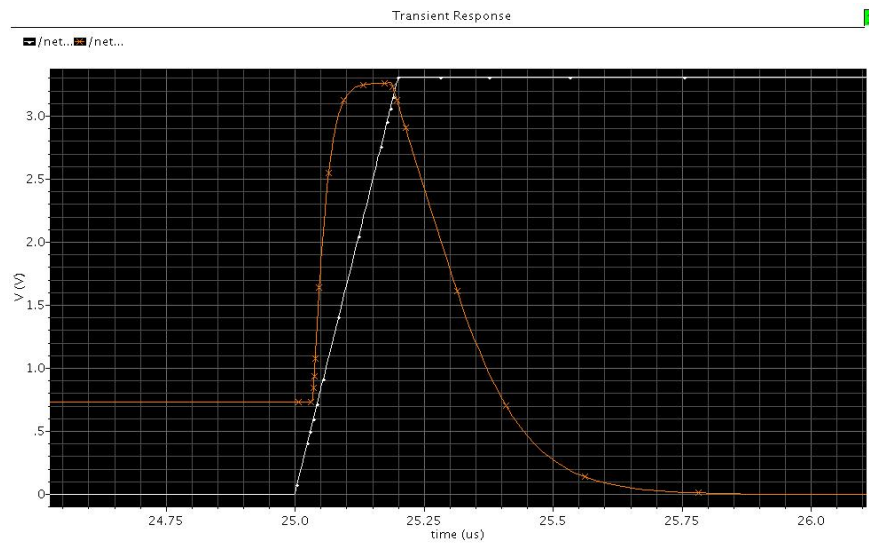


Figura 5.19: Señales de entrada y salida a una temperatura de 62°C.

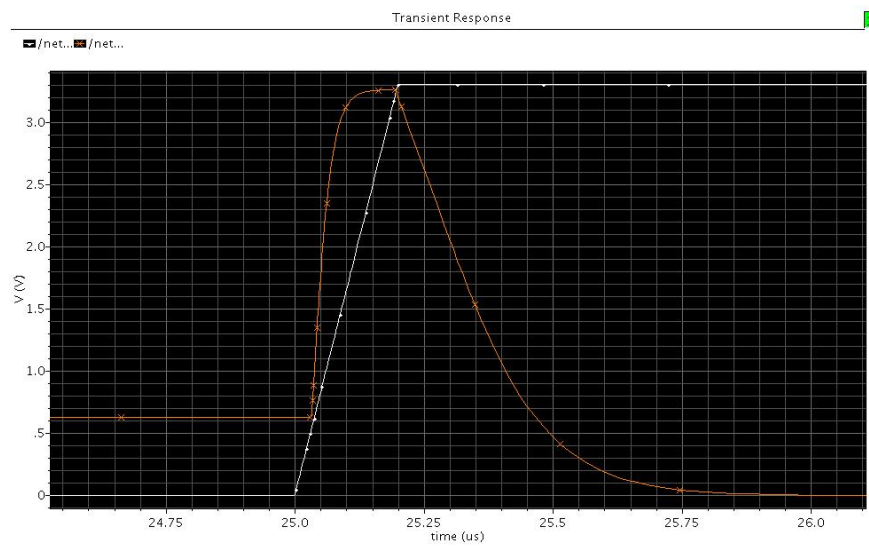


Figura 5.20: Señales de entrada y salida a una temperatura de 100°C.

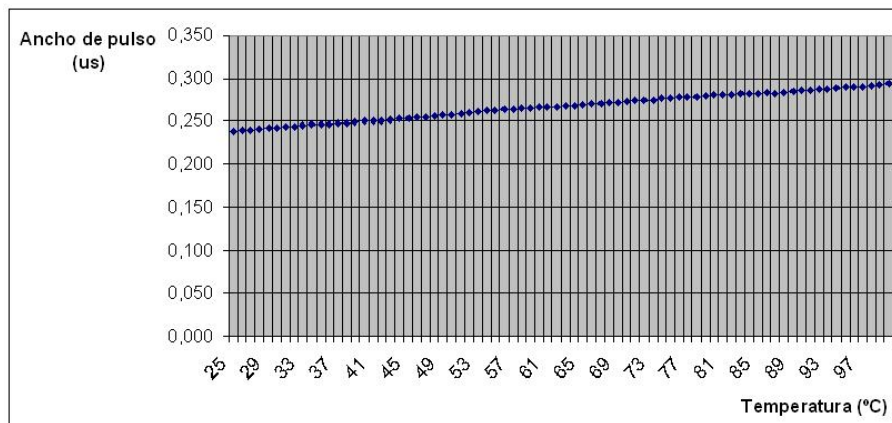


Figura 5.21: Curva de calibrado del sensor integrado de temperatura.

valores del estímulo de entrada del sensor, que en nuestro caso es la temperatura a la que se encuentra el circuito electrónico, con la señal de salida que proporciona el sensor. Esta curva de calibrado que se construye mediante interpolación de valores experimentales muestra la curva de respuesta real del modelo de sensor propuesto en este Proyecto Fin de Carrera. A partir de esta curva, mediante la obtención de la línea de tendencia de la anterior gráfica, podemos obtener la función de transferencia del sensor integrado de temperatura, la cuál se muestra en la figura 5.22.

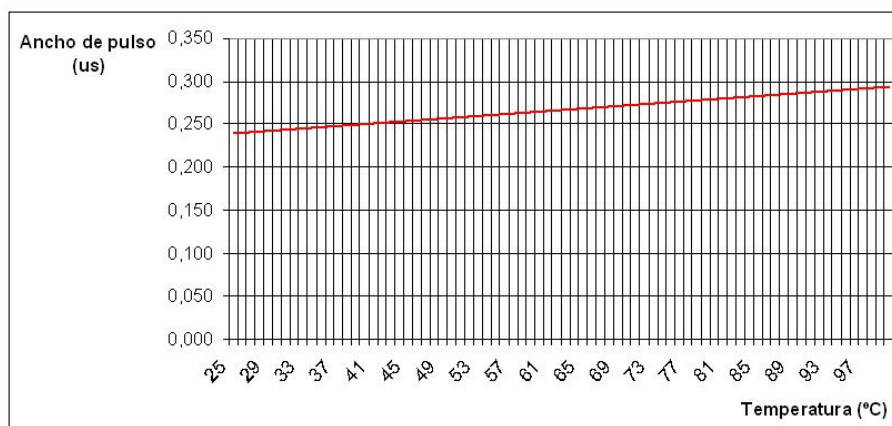


Figura 5.22: Representación de la función de transferencia del sensor de temperatura.

Si se compara las figuras 5.21 y 5.22, se puede observar la buena linealidad que posee el modelo de sensor propuesto, ya que existe una mínima desviación entre la curva de calibrado y la función de transferencia. La ecuación que rige la recta que constituye la función de transferencia viene expresada en la relación 5.2

$$\text{Ancho de pulso} = 0,0007 \cdot (\text{Temperatura } (^{\circ}\text{C})) + 0,2387 \quad [\mu\text{s}] \quad (5.2)$$

Analizando las distintas gráficas que se han obtenido dentro del rango de valores de temperatura que va desde 25°C hasta 100°C , se puede apreciar como el ancho de pulso

relacionado con el tiempo de subida varía de forma distinta al pulso que tiene relación con el tiempo de bajada. Aunque este último pulso, no lo utilizemos para las medidas, su presencia hace que debamos tenerlo en cuenta, ya que por ejemplo en esta situación el periodo que tiene que tener la señal debe respetarlo, debido a que se ha visto que en valores entorno a 80°C del valor de la magnitud de temperatura, existe influencia entre los distintos pulsos consecutivos pertenecientes a diferentes medidas realizadas, por lo que se puede ver afectado el buen funcionamiento del dispositivo. La figura 5.23 muestra hasta que punto puede llegar a ser la variación diferente en los anchos de pulso de estos dos pulsos correspondientes a una única medida, entendiendo por medida un único pulso de la señal de entrada.

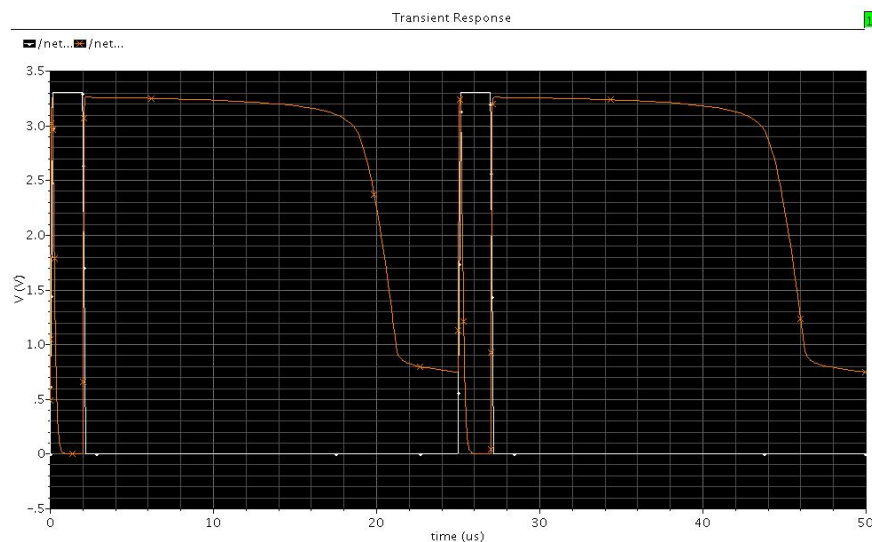


Figura 5.23: Problema de ciertas zonas del margen de temperaturas.

En relación a este problema, en principio el sensor solo necesita la existencia de al menos un pequeño intervalo de tiempo entre los distintos pulsos de la señal de salida, que sirva para diferenciar claramente un pulso del otro, para que así los circuitos que tratan la información contenida en la señal de salida del sensor puedan tomar la información de forma clara y precisa.

Con los resultados de esta caracterización, llegamos a la conclusión de que el sensor integrado de temperatura tiene un comportamiento a temperatura estática adecuado, es decir, funciona correctamente y según lo previsto. Ya que se prevé que el rango de temperaturas que va desde los 25°C hasta los 100°C , va a ser donde el modelo de sensor va a desempeñar su funcionamiento en la mayoría de las ocasiones, no se ha llegado a analizar el límite del rango de temperaturas, en el que este sensor de temperatura puede realizar su funcionamiento de modo correcto, aunque por lo visto en las figuras 5.18 y 5.20, así como las tendencias en las formas correctas de pulso en dichos límites de temperatura, se predice un amplio rango de temperaturas.

5.2.5. Caracterización del comportamiento del sensor a temperatura dinámica

En este apartado, vamos a tratar la caracterización del comportamiento a temperatura dinámica del sensor integrado de temperatura. Como en la caracterización 5.2.4, se ha analizado cómo el modelo de sensor de temperatura propuesto responde a los estímulos de entrada relacionados con la temperatura del circuito electrónico, era necesario un segundo análisis relacionado con esta magnitud, cuyo objetivo fuese estudiar la estabilidad de la señal de salida que proporciona el sensor integrado de temperatura, cuando éste se encuentra bajo diferentes temperaturas de trabajo.

Una vez validada la funcionalidad del modelo de sensor propuesto, gracias a la caracterización relacionada con el comportamiento del sensor a temperatura fija, realizamos este estudio del dispositivo. Permitirá, no como en el caso anterior conocer el conjunto de señales de entrada con las que el modelo propuesto tiene un comportamiento esperado, sino analizar la fiabilidad del comportamiento del modelo de sensor, para ver que se han alcanzado las especificaciones de partida.

Cuando el sensor de temperatura mide una temperatura variable en el tiempo, surge una distorsión debida a que la velocidad de conversión del sensor es finita. En esta caracterización se ha evaluado la magnitud de esta distorsión, haciendo que el sensor trabaje con distintas temperaturas, cuyas magnitudes varían linealmente entre 25°C y 100°C , y con unas velocidades de variación de temperaturas diferentes. La señal de entrada que se va a introducir en el sensor para realizar esta caracterización, mantendrá todas las características máximas encontradas en los análisis anteriores.

Esta caracterización ha sido llevada a cabo mediante un barrido de temperaturas dentro del margen que va desde los 25°C hasta los 100°C , ya que se prevé que va a ser éste el rango de temperaturas donde el modelo de sensor va a desempeñar su funcionamiento en la mayoría de las ocasiones, como ha sido también comentado en la caracterización 5.2.4. En esta caracterización, la señal de entrada que nos sirve para realizar la medida de temperatura, no varía ninguno de sus parámetros de una medida a otra. Es la temperatura del circuito la que se ha variado de forma lineal entre el margen de temperaturas indicado en este párrafo.

El procedimiento seguido ha sido partir de una señal digital que posee un periodo de $5\mu\text{s}$, que presenta una pendiente de 200ns , y que tiene un ancho de pulso de $2,5\mu\text{s}$, ya que gracias a todas las caracterizaciones realizadas anteriormente, se conoce que con una señal con estas características el comportamiento del sensor es el correcto. Teniendo esta señal de entrada que presenta las características descritas anteriormente, se ha comenzado con una temperatura circuital de 25°C , incrementándose dicho valor de la temperatura en 1°C hasta llegar al fin del rango de temperaturas propuesto para esta caracterización, determinado éste por una temperatura de 100°C .

En esta caracterización, las variaciones de temperatura se producen mientras se está realizando la simulación. Esto nos permite analizar cómo este modelo de sensor se comporta ante distintas velocidades de variación de temperatura. En esta caracterización sólo se han estudiado dos velocidades. Con la primera velocidad de variación de temperatura, se ha querido simular el comportamiento del sensor frente a las variaciones de temperatura que se producen con normalidad. El valor de la velocidad que se ha elegido es de $10\text{ms}/^{\circ}\text{C}$. Con

la segunda velocidad de variación de temperatura, se ha querido simular el comportamiento del sensor frente a las rápidas variaciones de temperatura que se pueden producir cuando se realiza una medida de temperatura. El valor de esta segunda velocidad que se ha elegido es de $1\text{ms}/^{\circ}\text{C}$. Como se ha comentado en el párrafo anterior, la señal que se ha introducido por la entrada, ha mantenido constante tanto el valor del periodo, como el valor de la pendiente, así como el valor de su ancho de pulso.

Una vez realizado el procedimiento expuesto en el párrafo anterior para las dos velocidades de variación de temperatura elegidas, se obtienen dos señales de salida, cada una de las cuales corresponde a una de las velocidades de variación de temperatura. Las simulaciones obtenidas poseen una larga duración en el tiempo, debido a que las señales de estas simulaciones contienen todas las variaciones producidas por cada grado de temperatura contenido dentro del rango de temperaturas definido. Una muestra de estas señales se muestra en la figura 5.24, sufriendo la correspondiente señal una velocidad de variación de $1\text{ms}/^{\circ}\text{C}$.

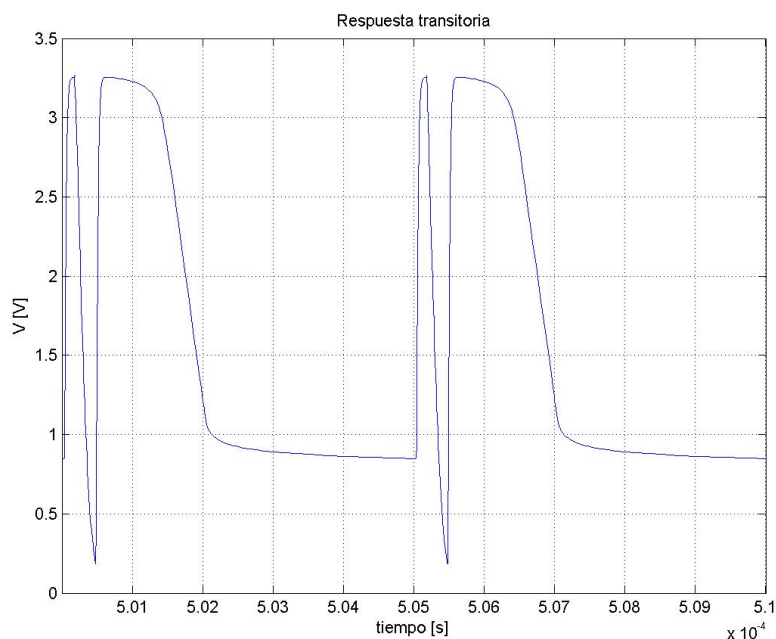


Figura 5.24: Ejemplo de señal de salida en una variación de $1\text{ms}/^{\circ}\text{C}$.

Como en esta caracterización se trabaja con simulaciones en las que las condiciones de simulación varían en el tiempo, las salidas de estas simulaciones han tenido que ser obtenidas a través de ficheros de texto, en vez de conseguirse directamente en gráficas como se ha realizado en el resto de caracterizaciones realizadas, ya que la herramienta *software* que realiza las simulaciones no nos lo permitía. Como consecuencia de este hecho, ha sido necesario tratar los ficheros de salida de las simulaciones con una aplicación *software* adecuada como es MATLAB. Esta herramienta nos ha permitido importar los archivos de salida que nos ha proporcionado la herramienta *software* que ha realizado las simulaciones, para así poder realizar un tratamiento sencillo sobre las señales de larga duración en el tiempo obtenidas de las simulaciones, las cuales poseen para su representación un elevado

número de componentes.

Como se necesita el valor numérico exacto del ancho de pulso de la señal de salida para esta caracterización, ha sido necesaria la utilización de todas las opciones que proporciona esta aplicación *software*, que nos facilitasen el objetivo de obtener la medida cuantificada, y evitar así el obtenerla mediante apreciación visual de la forma del pulso de salida.

Una vez que tenemos todos las medidas de los anchos de pulso de cada una de las variaciones de temperatura producidas en cada una de las simulaciones, obtenemos la media y la desviación estándar de los errores producidos por el modelo de sensor integrado de temperatura para los requisitos impuestos en esta caracterización, entendiendo como error la desviación de los datos obtenidos con los requisitos descritos a lo largo de esta caracterización. La tabla 5.1 recoge de forma clara y concisa los resultados obtenidos.

	1ms/°C		10ms/°C	
	Media(°C)	Desviación típica (°C)	Media(°C)	Desviación típica (°C)
Todo el rango de temperaturas	2.24	0.65	0.75	0.22
25°C – 40°C	5.37	1.57	1.12	0.40
40°C – 60°C	2.12	0.79	0.85	0.28
60°C – 80°C	1.69	0.27	0.67	0.15
80°C – 100°C	0.58	0.19	0.45	0.08

Cuadro 5.1: Estadísticas de errores bajo las velocidades de variación de temperatura impuestas.

Analizando las distintas magnitudes que se han obtenido en la tabla 5.1, se puede apreciar cómo el valor del error en la medida que surge cuando el sensor de temperatura trabaja bajo las condiciones impuestas en esta caracterización, decrece según se incrementa el valor de la temperatura, para ambos casos de velocidad de variación de la temperatura que se tenga. También se puede observar cómo el error es bastante mayor en las medidas realizadas con la velocidad de variación superior. Esto nos indica que el valor del error se encuentra relacionado con la magnitud de la velocidad de variación de temperatura sufrida por el CI.

Con los resultados de esta caracterización, llegamos a la conclusión de que la inexactitud del sensor de temperatura decrece según se aumente el valor de la temperatura, así como que crece según se aumente la velocidad de variación de las temperaturas medidas. El funcionamiento del sensor es adecuado a los propósitos de su diseño, ya que se va a encontrar en la mayoría de ocasiones situado estratégicamente en regiones del CI propensas a tener elevadas temperaturas, y como se ha podido apreciar de los valores obtenidos, el sensor a estas temperaturas posee un error mínimo.

5.2.6. Caracterización del comportamiento del sensor ante efectos de errores de fabricación

En esta caracterización vamos a estudiar como afectan e influyen los efectos causados por los posibles errores de fabricación, que se pueden producir cuando se lleva a cabo la implementación del sensor integrado de temperatura, sobre el comportamiento del mismo. En una explicación más detallada, se podría decir que se ha hecho un análisis de cómo el modelo de sensor de temperatura, propuesto en este Proyecto Fin de Carrera,

responde a las más que posibles variaciones en las dimensiones de los transistores que lo constituyen, variaciones entendidas como errores que suelen darse como consecuencia de las inexactitudes e imprecisiones existentes en los dispositivos mecánicos dedicados a la fabricación.

Cuando se producen errores a la hora de llevar el *layout* diseñado a la realización real de éste sobre la oblea de silicio, pueden surgir desviaciones de los valores de la señal de salida respecto a los esperados en ausencia de estos errores. El objetivo de esta caracterización, no es otro que estudiar la estabilidad de la señal de salida que proporciona el sensor integrado de temperatura, cuando éste se encuentra frente a uno de estos errores. En esta caracterización se ha evaluado la influencia de magnitud de esta distorsión sobre la señal de salida, haciendo que el sensor trabaje con pequeñas variaciones en las dimensiones teóricas de los transistores con las que se diseñó. En un intento de simular la realidad, se ha decidido que este estudio se realice en base a simulaciones sobre la variación de la longitud de la puerta de determinados transistores. Estas variaciones llegarán hasta un valor de un 5 %, ya que se entiende que un error de orden superior, sólo se puede dar con una probabilidad lo suficientemente baja, como para no tenerlo en cuenta en esta caracterización. La señal de entrada que se va a introducir en el sensor para realizar esta caracterización, mantendrá todas las características máximas encontradas en las caracterizaciones anteriores.

Esta caracterización ha sido llevada a cabo mediante pequeñas variaciones de dimensiones específicas de determinados transistores, seleccionados dentro del conjunto que forman el sistema que constituye el modelo de sensor. Estas variaciones, como se ha comentado en párrafos anteriores, se mueven dentro del rango que va desde el 1 % hasta el 5 % del valor que posee la dimensión que se modifica. En esta caracterización, la señal de entrada que nos sirve para realizar la medida de temperatura, no varía ninguno de sus parámetros de una medida a otra. Van a ser las dimensiones de determinados transistores seleccionados del conjunto que forma el sensor de temperatura, las que varíen dentro del margen de valores indicado en este párrafo.

El procedimiento seguido ha sido partir de una señal digital que posee un periodo de $25\mu s$, que presenta una pendiente de $200ns$, y que tiene un ancho de pulso de $1,8\mu s$, ya que gracias a todas las caracterizaciones realizadas anteriormente, se conoce que con una señal con estas características el comportamiento del sensor es el correcto. Como se puede ver de la sección 4.2, el sensor integrado de temperatura se encuentra dividido en varios módulos. En esta caracterización, vamos a ver cómo responde la señal de salida cuando el error de fabricación se produce en cada uno de ellos. Con estas premisas, esta caracterización realizará para cada uno de los módulos unas simulaciones, en las que el tamaño de la puerta de un determinado transistor será modificada de modo que se aumentarán su dimensión desde un 1 % hasta un 5 %, y de la misma forma, se disminuirá esta dimensión en los mismos valores, con el objetivo de ver las dos posibilidades de error. La señal que se ha introducido por la entrada ha mantenido constante tanto el periodo como la pendiente, realizándose todas las caracterizaciones a una temperatura constante de $27^{\circ}C$. A diferencia de las caracterizaciones anteriores, en esta medida no nos hemos basado en la medida de alguna variable secundaria, ya que la dimensión del ancho del pulso se puede extraer directamente de la medida sobre el pulso.

Los módulos elegidos para estas pruebas han sido el generador de tensión de referencia de valor $330mV$, el comparador de señales de tensión relacionado con la tensión de referencia de valor $330mV$, y la puerta lógica o-exclusiva (XOR). En el generador de tensión

seleccionado, el transistor elegido es el MN3 según la figura 4.6 aportada por la referencia [23]. En el comparador de señales de tensión elegido para la caracterización, el transistor elegido es el MN17 según la figura 4.11. Finalmente, el último transistor seleccionado en la puerta XOR para que simule estos errores ha sido el transistor MN6 según la figura 4.20 aportada por la referencia [28]. Los valores que contienen estos transistores pueden verse directamente de los esquemas circuitales contenidos en las figuras 4.7, 4.13 y 4.21.

Una vez realizado todo el procedimiento expuesto en el párrafo anterior, se obtiene un número elevado de señales de salida, debido a que por cada valor dentro del rango de variaciones definidas, se tiene una gráfica donde se representa la señal de salida junto con la señal de entrada que se introduce al sensor de temperatura. En las figuras 5.25, 5.26, y 5.27, se muestran tres gráficas seleccionadas dentro de este conjunto obtenido, con el fin de mostrar la variación que se produce en el ancho de pulso de la señal de salida, cuando se han producido modificaciones en las dimensiones de un determinado transistor. Se presenta una gráfica de error de fabricación mínimo (5.25), una segunda gráfica correspondiente al error de fabricación máximo que se puede alcanzar (5.27), así como una gráfica de un valor intermedio dentro de este rango (5.26).

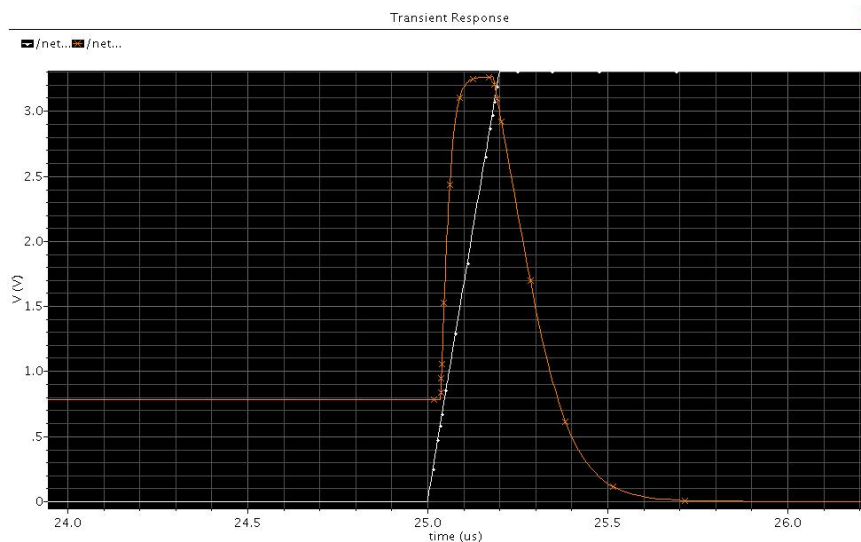


Figura 5.25: Señales de entrada y salida con un error del 1 %.

Como en esta caracterización se necesita el valor numérico exacto del ancho de pulso de la señal de salida, como en casos anteriores, ha sido necesaria la utilización de las todas las opciones que proporciona la aplicación *software* sobre la cual se ha simulado este comportamiento del modelo de sensor.

Una vez que tenemos todas las medidas de los anchos de pulso de cada una de las variaciones de tamaños de los transistores producidas en cada una de las simulaciones, obtenemos la desviación cuadrática media de los errores producidos por el modelo de sensor integrado de temperatura para los requisitos impuestos en esta caracterización, entendiendo como error la desviación de los datos obtenidos con los requisitos descritos a lo largo de esta caracterización, respecto a la señal de salida que se debería de tener en ausencia de estos errores. La tabla 5.2 recoge de forma clara y concisa los resultados obtenidos.

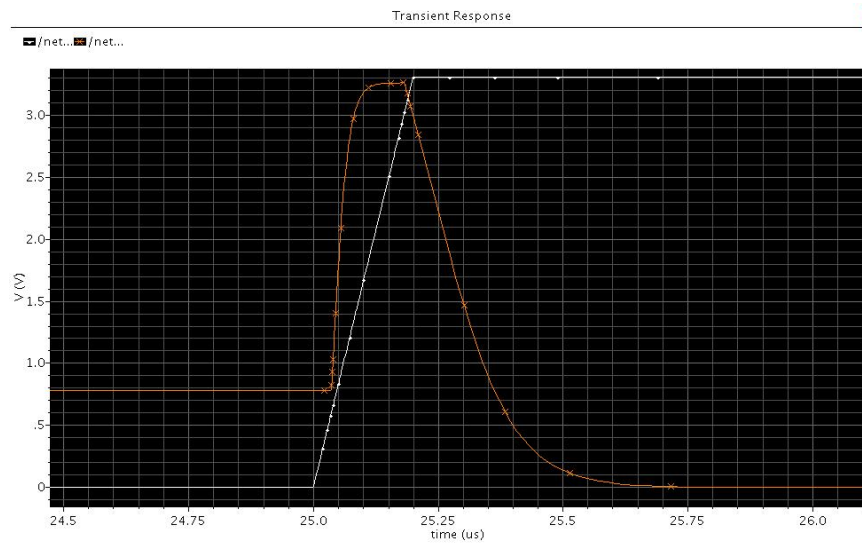


Figura 5.26: Señales de entrada y salida con un error del 3 %.

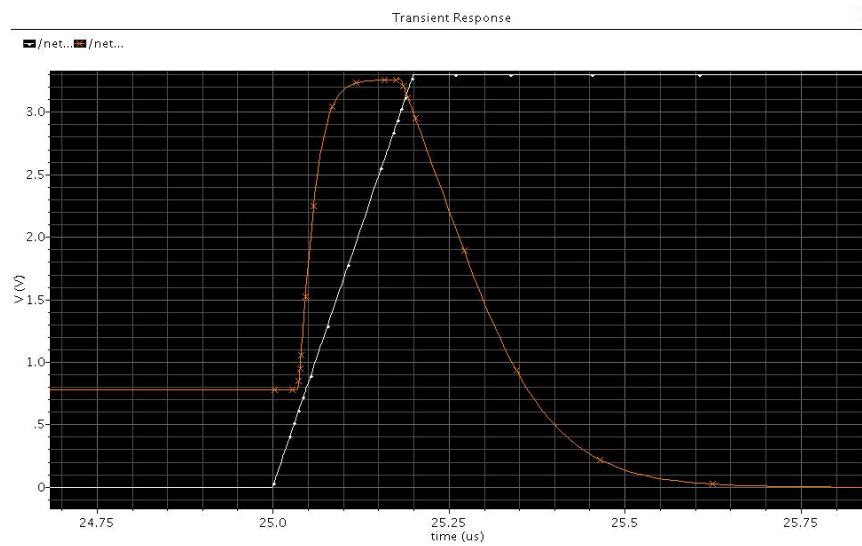


Figura 5.27: Señales de entrada y salida con un error del 5 %.

	Transistor de un generador de tensión	Transistor de un comparador de señal de tensión	Transistor de la puerta lógica XOR
Magnitud de la dimensión	L=4	L=6	L=5
Disminución del 5 %	0 °C	0.064 °C	2.608 °C
Disminución del 4 %	0 °C	0.022 °C	2.077 °C
Disminución del 3 %	0 °C	0.050 °C	1.553 °C
Disminución del 2 %	0 °C	0.024 °C	1.060 °C
Disminución del 1 %	0 °C	0.025 °C	0.520 °C
Aumento del 1 %	0.001 °C	0.012 °C	0.512 °C
Aumento del 2 %	0 °C	0.024 °C	1.038 °C
Aumento del 3 %	0.001 °C	0.023 °C	1.556 °C
Aumento del 4 %	0 °C	0.050 °C	2.075 °C
Aumento del 5 %	0.001 °C	0.064 °C	2.564 °C

Cuadro 5.2: Estadísticas de errores bajo las variaciones de las incorrecciones de fabricación provocadas.

Analizando las distintas magnitudes que se han obtenido, dentro del rango de valores de errores surgidos debido a los efectos de las imprecisiones en la fabricación de circuitos electrónicos, se puede apreciar cómo el error no es relevante para las posibles variaciones en las dimensiones de un transistor que forme parte del generador de tensión de referencia. En el caso de que las modificaciones respecto al diseño original se hagan sobre algún transistor perteneciente a uno de los comparadores de señal, el error empieza ya a apreciarse, aunque sus valores rondan el 2 %. En la situación, en la que las modificaciones sean sufridas por algún transistor que pertenezca a la puerta lógica, el valor del error ya es significativo como muestra la tabla 5.2. Este hecho se puede ver si se comparan las figuras 5.25 y 5.27, correspondientes a variaciones del 1 % y del 5 %, en las que se aprecia hasta que punto puede llegar a ser de diferente la variación en los anchos de pulso de estos dos pulsos correspondientes a una única medida, entendiendo por medida un único pulso de la señal de entrada.

Con los resultados de esta caracterización, llegamos a la conclusión de que el sensor integrado de temperatura tiene un comportamiento aceptable, en cuanto a la estabilidad de sus valores, ante posibles efectos causados por errores de fabricación. Es necesario destacar para futuros estudios sobre este sensor o ya usos de él, que cuando se lleve este diseño de sensor de temperatura a la implementación sobre un circuito impreso, sería conveniente vigilar con mucho cuidado el buen trato de las dimensiones de los transistores correspondientes a la puerta lógica XOR, ya que como se ha visto en la tabla 5.2, son los transistores que mayor error provocan en la señal de salida del sensor integrado de temperatura. Esto se debe en gran medida a que pertenecen al módulo cuyo tratamiento de la señal de información se realiza en última instancia, con lo que sus efectos se producen y aprecian directamente sobre la señal de salida. A pesar de esto, es una gran ventaja que los mayores efectos provocados por estos errores se produzcan en este módulo del sensor integrado, ya que este módulo sólo lo constituyen cuatro transistores, lo que simplifica importantemente la revisión de las dimensiones de estos transistores.

5.2.7. Caracterización del consumo de potencia del sensor

En la caracterización que se realiza en este apartado, se va a obtener el consumo de potencia que lleva asociado el sensor integrado de temperatura, cuando éste realiza la función para el que ha sido diseñado. Esta caracterización, distinta a todas las realizadas

hasta este momento, en lo referido a que no es necesario la variación de ningún parámetro de la señal que se toma por entrada del sensor de temperatura para realizar las medidas oportunas, ni tampoco la variación de las condiciones ambientales de caracterización del circuito electrónico tales como la temperatura. Se ha medido un parámetro tan importante como es el consumo de potencia del modelo, ya que este parámetro en muchas ocasiones es determinante para la utilización o no de un determinado dispositivo dentro del sistema, como sucede en los sistemas portátiles para el ahorro de baterías o aquellos diseños electrónicos realizados para bajo consumo.

El consumo de potencia del modelo de sensor de temperatura propuesto en este Proyecto Fin de Carrera, va a estar en parte determinado por las variaciones de los valores que posee la señal de entrada, que como se ha descrito en el capítulo 4, es la que nos sirve para realizar la medida de temperatura. Esta dependencia de un parámetro como es el consumo de energía por parte de un circuito electrónico respecto de la forma que tenga una señal en un instante de tiempo determinado, responde al hecho de que según sea el valor de tensión de la señal de entrada, el estado de los transistores que constituyen el sensor de temperatura se encontrará en conducción o en corte. Es lo que se conoce como consumo dinámico de potencia. La suma de los estados de todos los transistores del sistema, sobre el cuál se encuentra implementado el sensor, crea un número elevado de configuraciones que llevan asociadas un consumo de potencia diferente.

Como consecuencia del conocimiento de las diferentes configuraciones que se pueden dar para los distintos valores que puede tener la señal de entrada, en vez de realizar una única medida en un estado determinado del sensor, se ha optado por que en esta caracterización se lleven a cabo dos variaciones de parámetros del sistema electrónico, con el fin de poder observar el diferente consumo del sensor de temperatura para cada una de las configuraciones. En esta caracterización, por tanto, se va a estudiar el distinto consumo de potencia ante distintos valores de frecuencia de señal y de temperatura del circuito electrónico, realizándose estos estudios mediante dos barridos de los valores de estos parámetros para los márgenes que a continuación se definen.

El primer parámetro tratado ha sido el correspondiente a la frecuencia de la señal de entrada. En relación a este parámetro, se ha realizado un barrido de frecuencias dentro del margen de valores que va desde los 500KHz hasta los 5MHz , ya que es un rango de frecuencias razonable para el dominio de aplicación del sensor que se intuye que va a ser el utilizado, además de contener la frecuencia máxima a la que este sensor es capaz de desempeñar su correcto funcionamiento. En esta caracterización, la señal de entrada que nos sirve para realizar la medida de temperatura, mantiene todas las características que la caracterizan, así como su forma, variando únicamente su frecuencia de una medida a otra linealmente. En este barrido de frecuencias, la temperatura del circuito se ha mantenido constante e igual a 27°C .

El segundo parámetro tratado ha sido el correspondiente a la temperatura del circuito electrónico sobre el que está implementado el modelo de sensor de temperatura. En cuanto a este otro parámetro, se ha realizado un barrido de temperaturas dentro del margen de valores que va desde los 25°C hasta los 100°C , ya que se prevé que va a ser éste, el rango de temperaturas donde el modelo de sensor va a desempeñar su funcionamiento la mayoría de las ocasiones. En esta caracterización, la señal de entrada que nos sirve para realizar la medida de temperatura, que como se ha explicado en el capítulo 4 se obtiene mediante una conversión de magnitud a partir del tiempo de subida de la señal de entrada, no varía

ninguno de sus parámetros de una medida a otra. Es la temperatura del circuito la que se ha variado de forma lineal entre el margen de temperaturas indicado en este párrafo.

El procedimiento seguido cuando se ha tratado el parámetro de la frecuencia, ha sido partir de una señal digital que posee un periodo de $5\mu s$, que presenta una pendiente de $200ns$, y que tiene un ancho de pulso de $1,8\mu s$, ya que gracias a todas las caracterizaciones realizadas anteriormente, se conoce que con una señal con estas características el comportamiento del sensor es el correcto. Teniendo esta señal de entrada que presenta las características descritas anteriormente, se ha partido de un valor de pendiente de $200ns$, incrementándose dicho valor de pendiente de la señal en $20ns$ hasta llegar al fin del rango de valores de pendientes propuesto para esta caracterización, determinado éste por una temperatura de $2\mu s$. Se han realizado estas variaciones en el valor de la pendiente de la señal para esta caracterización, ya que como sabemos están íntimamente relacionadas la magnitud de esta pendiente y la frecuencia de la que hablamos.

El procedimiento seguido cuando se ha tratado el parámetro de la temperatura, ha sido partir de una señal digital que posee un periodo de $5\mu s$, que presenta una pendiente de $200ns$, y que tiene un ancho de pulso de $1,8\mu s$, ya que gracias a todas las caracterizaciones realizadas anteriormente, se conoce que con una señal con estas características el comportamiento del sensor es el correcto. Teniendo esta señal de entrada que presenta las características descritas anteriormente, se ha partido de una temperatura circuital de $25^{\circ}C$, incrementándose dicho valor de la temperatura en $1^{\circ}C$ hasta llegar al fin del rango de temperaturas propuesto para esta caracterización, determinado éste por una temperatura de $100^{\circ}C$. La señal que se ha introducido por la entrada, como se ha comentado previamente, ha mantenido constante tanto el valor del periodo, como el valor de la pendiente, así como el valor de su ancho de pulso.

Una vez realizado todo el procedimiento expuesto en los párrafos anteriores, se obtienen una gran cantidad de señales de salida, correspondientes tanto a la simulación realizada en base a la variación de temperatura, como las proporcionadas por la simulación basada en la variación de la frecuencia de la señal de entrada. En las figuras 5.28 y 5.28, se muestran dos gráficas seleccionadas dentro del conjunto obtenido de las simulaciones relacionadas con la frecuencia, con el fin de mostrar la variación que se produce en el consumo de potencia cuando se produce la variación de este parámetro. Del mismo modo, en las figuras 5.30 y 5.31, se muestran dos gráficas seleccionadas dentro del conjunto obtenido de las simulaciones relacionadas con la temperatura, con el fin de mostrar la variación que se produce en el consumo de potencia del sensor integrado cuando se produce la variación de esta magnitud. En las gráficas mostradas se han elegido los valores extremos de los respectivos rangos, para que así se puedan apreciar las diferencias existentes entre ellas.

Como en esta caracterización se necesita el valor numérico de la potencia media consumida, representada en las señales que se han obtenido de las simulaciones, ha sido necesaria la utilización de las herramientas que proporciona la aplicación *software* sobre la cual se ha simulado este consumo de potencia por parte del modelo de sensor. Todas las gráficas son representativas, ya que todas nos han servido para obtener los valores necesarios para realizar tanto la curva de potencia media consumida en función de la frecuencia de la señal de entrada, mostrada en la figura 5.32, así como la curva de potencia media consumida en función de la temperatura del circuito electrónico, mostrada en la figura 5.33.

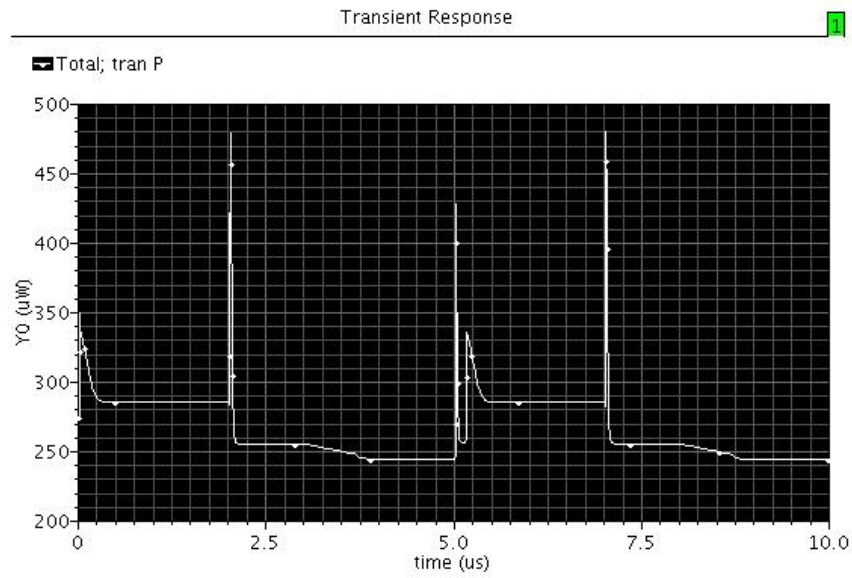


Figura 5.28: Señal de consumo de potencia a una pendiente de $200 ns$.

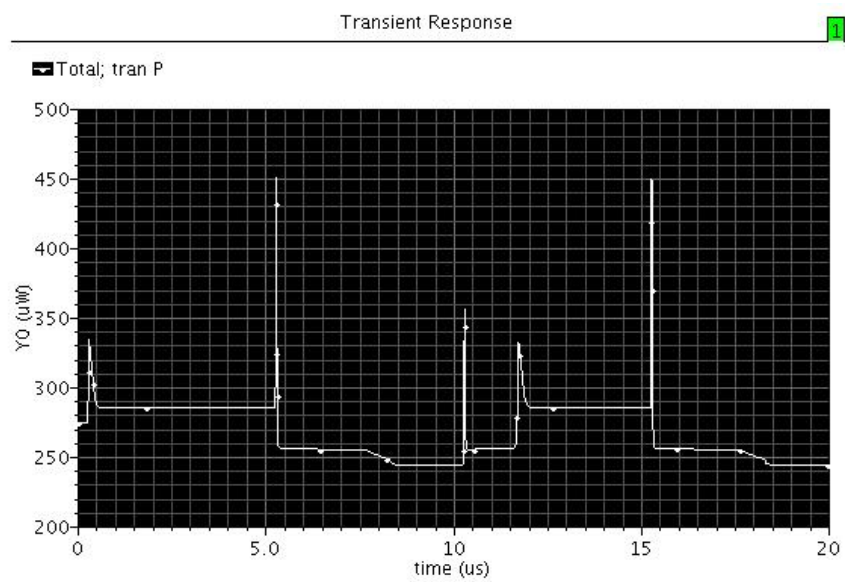


Figura 5.29: Señal de consumo de potencia a una pendiente de $2 \mu s$.

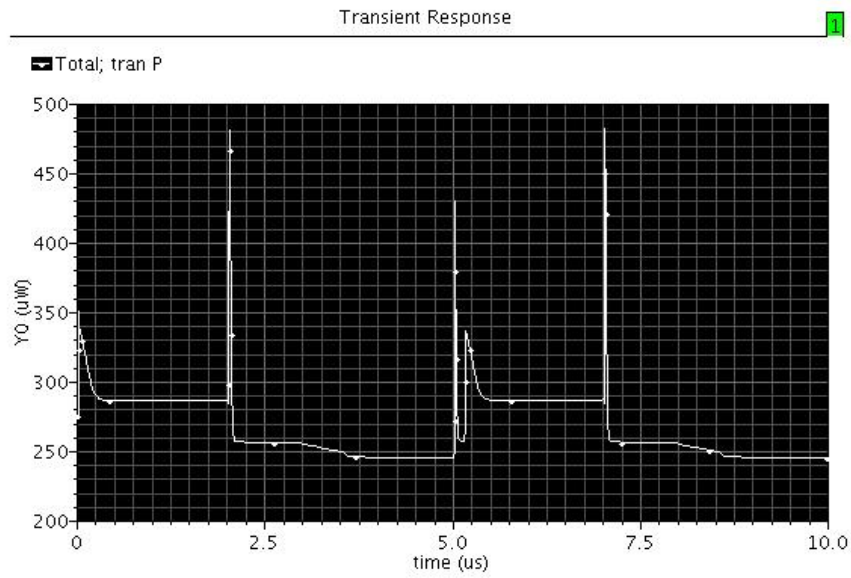


Figura 5.30: Señal de consumo de potencia a una temperatura de 25°C .

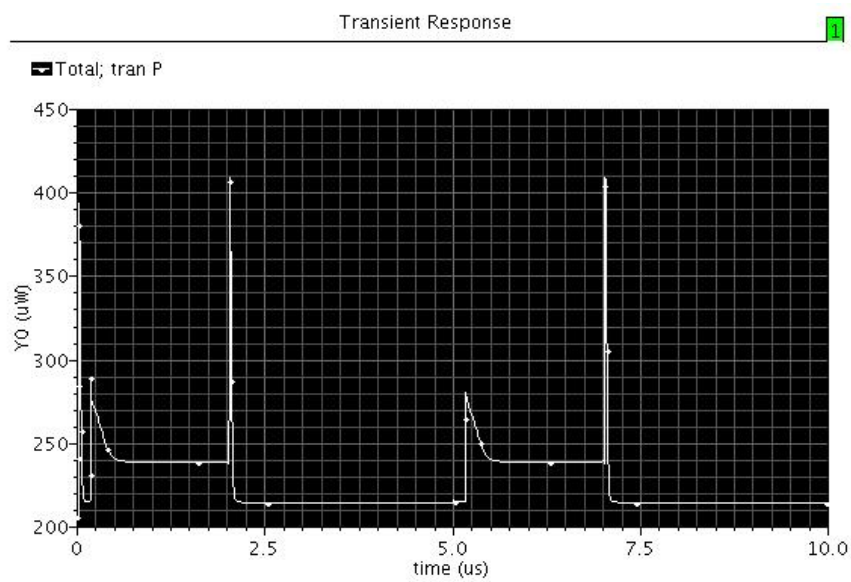


Figura 5.31: Señal de consumo de potencia a una temperatura de 100°C .

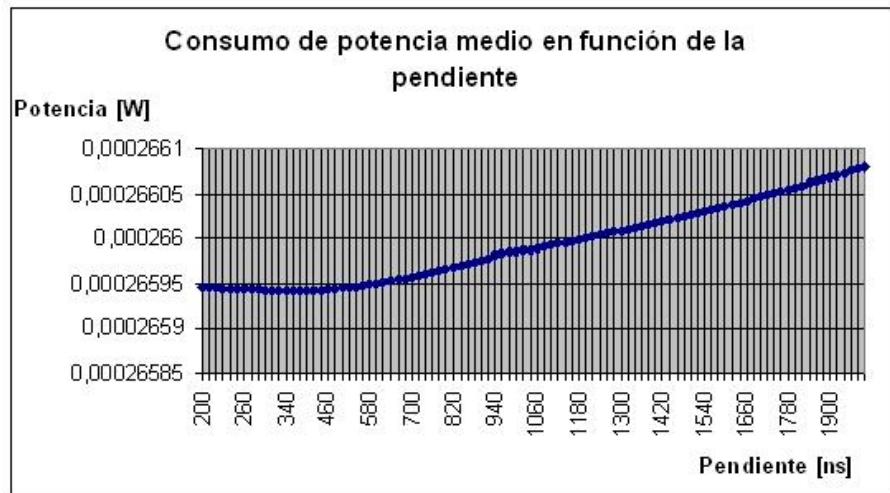


Figura 5.32: Curva de potencia media del sensor integrado de temperatura respecto a la frecuencia.

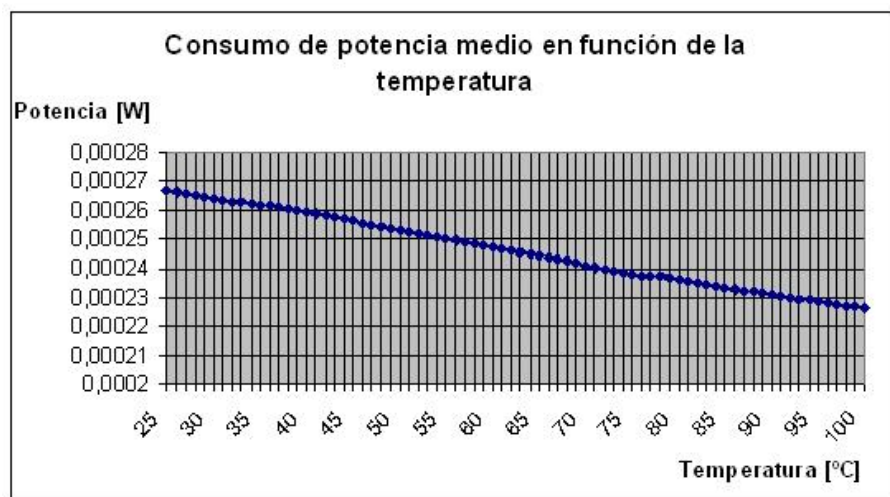


Figura 5.33: Curva de potencia media del sensor integrado de temperatura respecto a la temperatura.

Analizando las distintas gráficas presentadas en las figuras que se han obtenido, se puede apreciar cómo el consumo de potencia varía de forma muy distinta si el parámetro que sufre la modificación es la temperatura, o en cambio, es la frecuencia de la señal de entrada del sensor. En el caso de que la magnitud del parámetro que se varía es la frecuencia, podemos observar directamente de la gráfica de la figura 5.32, que el consumo varía linealmente entre las frecuencias de 500KHz y $1,5\text{MHz}$, disminuyendo el valor del consumo medio de potencia según aumenta la frecuencia. Para el rango de frecuencias que va desde los $1,5\text{MHz}$ hasta los 5MHz , el valor del consumo medio de potencia se mantiene constante con la frecuencia y no llega a superar el límite inferior de los $265,80\mu\text{W}$, ya que viene determinado por el consumo estático del dispositivo. Si la magnitud del parámetro que se varía es la temperatura, podemos observar directamente de la gráfica de la figura 5.33, que el valor del consumo medio de potencia varía, de forma aproximada, linealmente entre el rango de temperaturas elegido para la caracterización. Los valores del consumo medio de potencia dentro de este rango disminuyen según aumenta el valor de la temperatura. Comparando los valores extremos de las gráficas de ambas figuras, podemos decir que el máximo de potencia es consumida cuando el sensor trabaja a la mayor frecuencia posible, en cuyo caso la potencia consumida es de $263\mu\text{W}$ aproximadamente, mientras que el mínimo de potencia es consumida cuando el sensor realiza medidas sobre un circuito a 100°C , en cuyo caso la potencia consumida es de $235\mu\text{W}$ aproximadamente.

Con los resultados de esta caracterización, podemos entonces proporcionar un valor máximo de potencia media de consumo del modelo de sensor de temperatura propuesto en este Proyecto Fin de Carrera, que como se ha indicado en el párrafo anterior, su valor es de $263\mu\text{W}$. Esta potencia media máxima consumida se consigue a frecuencias límites de funcionamiento del sensor integrado de temperatura, siendo menor en el resto de frecuencia donde el sensor puede desempeñar su funcionalidad. El resto de valores de potencia aunque gracias a esta caracterización son conocidos, no son relevantes a la hora de caracterizar el sensor, ya que lo que distingue a este sensor del resto, es este límite en el valor de potencia media consumida. Una característica del consumo de potencia menos relevante que la anterior, pero aun de destacar, es el hecho de la estabilidad presentada en ambas curvas, las cuales son totalmente continuas, y donde las diferencias entre el gasto máximo y mínimo de potencia son bastante reducidas.

5.2.8. Caracterización del área del sensor integrado de temperatura

En la caracterización que se realiza en este último apartado, se van a obtener las dimensiones del área ocupada por la realización del modelo de sensor integrado de temperatura, cuando el diseño de éste se implementa sobre un circuito eléctrico real. Esta caracterización, que como en el caso precedente, es distinta a todas las realizadas hasta este momento, en lo referido a que no es necesario la variación de ningún parámetro de la señal que se toma por entrada del sensor de temperatura para realizar las medidas oportunas, ni tampoco la variación de las condiciones ambientales de caracterización del circuito electrónico tales como la temperatura. Se ha medido un parámetro tan importante como es el área ocupada por el modelo, ya que este parámetro en muchas ocasiones es determinante para la utilización o no de un determinado dispositivo dentro del sistema, como sucede por ejemplo en los sistemas portátiles para conseguir un reducido tamaño del sistema global.

El área del modelo de sensor de temperatura propuesto en este Proyecto Fin de Carrera, va a estar en parte determinado por los planos de base de los distintos módulos que forman el sistema electrónico en el que está implementado el sensor. Dichos planos de base han seguido con rigor los esquemáticos propuestos para cada módulo a lo largo de toda la descripción de estos, como se puede apreciar en la sección 4.2, buscando que sus dimensiones fuesen lo más reducidas posibles. En todo momento, a la hora de realizar los cálculos del área ocupada por el sensor, no se ha menospreciado el área ocupada por las conexiones entre los distintos módulos que lo forman, aunque en nuestro caso su aportación sea pequeña. Las conexiones entre los distintos módulos que constituyen el sensor de temperatura se encuentran descritas y mostradas en la sección 4.1.

Como en esta caracterización se necesita el valor numérico de los tamaños de los planos de base para así obtener el área, ha sido necesaria la utilización de las herramientas de medida de dimensiones que proporciona la aplicación *software* sobre la cual se han simulado todos estos módulos que forman parte del modelo de sensor, para obtener de forma rápida y sencilla dichos valores correspondientes a cada plano de base de los distintos módulos. Todos estos planos de base son representativos, ya que todos nos han servido para obtener los valores necesarios para el cálculo final del área, objetivo perseguido por esta caracterización.

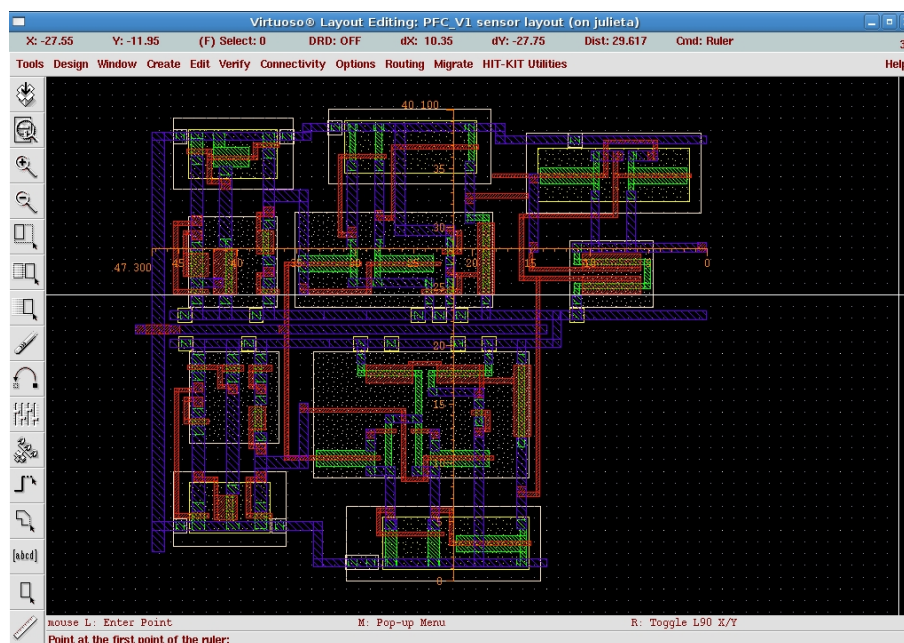


Figura 5.34: Plano de base del sensor integrado de temperatura con las dimensiones señaladas.

El procedimiento seguido en esta caracterización, ha sido construir cada uno de los planos de base de los módulos que constituyen el sensor integrado de temperatura completo, persiguiendo siempre que éstos fuesen lo más reducidos posibles, como ha sido ya comentado en párrafos anteriores de este apartado. Estos planos de base se encuentran plasmados en las figuras que están recogidas y contenidas en el apéndice B. Sobre estas figuras, se aplicó la herramienta *software* anteriormente mencionada obteniendo las mediciones que se pueden apreciar en el contorno de los planos de base. Estas mediciones únicamente caracterizan a cada módulo, por lo que su suma podría darnos el valor aproximado del área deseada.

Con la idea de tener en cuenta el área ocupada por las distintas conexiones presentes en el diseño, se ha llevado a cabo el plano de base del sensor completo, el cual además de estar presente en el apéndice B, se muestra en la figura 5.34. Con el plano de base mostrado en la figura, obtenemos el área contando todos los distintos elementos que forman parte del sensor integrado de temperatura íntegro. A partir de los valores de las dimensiones indicadas sobre la figura, se puede calcular el área, obteniendo un área total de $1,8967mm^2$. Como se puede ver, el área de este sensor integrado de temperatura es bastante reducida, siendo este hecho un objetivo de diseño propuesto de este modo alcanzado.

5.3. Conclusiones obtenidas de la caracterización realizada

Como se comentó al comienzo de esta memoria en el capítulo 1, en este proyecto se presenta un nuevo diseño de sensor de temperatura CMOS integrado, que se encuentra basado en el análisis de la variación de los tiempos de subida de los flancos que existen en cualquier pulso transmitido para obtener una medida de la temperatura a la que se encuentra el *chip* o parte de él. Como todo buen diseño que se precie, necesita una caracterización para medir y comparar en números cuánto de bueno es este modelo de sensor respecto a los diseños ya existentes. Aquí radica la importancia de lo desempeñado en los apartados anteriores de este capítulo 5.

En cada uno de los apartados realizados en la sección 5.2, como cierre de cada uno de ellos, se ha expresado una conclusión en cuanto al parámetro caracterizado, teniendo como base el modelo de sensor integrado de temperatura propuesto. En esta sección, lo que se va a hacer es recopilar todas las conclusiones de forma resumida, y expresar todo lo percibido gracias a las caracterizaciones realizadas.

Las conclusiones que se han llegado a lo largo de todo este capítulo son las enumeradas a continuación:

- **Caracterización de frecuencia de la señal de entrada.**- El modelo de sensor de temperatura propuesto posee una frecuencia máxima de **5MHz**, a la cual aún es capaz de desempeñar su función de forma correcta. Esta frecuencia ha sido obtenida gracias a la medida de los tiempos de las pendientes de los flancos de subida que la señal de entrada del sensor presenta. El límite máximo de frecuencia se ha encontrado en la pendiente cuyo tiempo de subida es el menor.
- **Caracterización del ciclo de trabajo de la señal de entrada.**- El modelo de sensor de temperatura propuesto goza de un rango o margen de valores que debe poseer el ciclo de trabajo de las señales que se tomen como entrada, los cuales son necesarios para el buen funcionamiento del modelo de sensor. El límite máximo del valor del ciclo de trabajo de funcionamiento es de **50 %**, para evitar posibles interferencias entre medidas consecutivas, mientras que el límite mínimo que el sensor integrado de temperatura necesita para el valor del ciclo de trabajo, es que esta magnitud sea mayor o igual que un **1 %**, ya que así se asegura que exista al menos un pequeño pulso para que la medida pueda ser llevada a cabo.
- **Caracterización de la anchura del pulso de la señal de entrada.**- El sensor integrado de temperatura para su correcto funcionamiento, necesita una señal de

entrada que tenga un ancho de pulso mayor o igual a $220ns$, ya que así nos aseguramos que no existan posibles interferencias en las medidas consecutivas realizadas, con lo que se consigue que la transmisión de información de temperatura sea correcta.

- **Caracterización del comportamiento del sensor a temperatura fija.-** El sensor integrado de temperatura tiene un comportamiento a temperatura estática adecuado, ya que funciona correctamente y según lo previsto. El rango de temperaturas en el que se ha analizado el sensor va desde los $25^{\circ}C$ hasta los $100^{\circ}C$, margen de valores de temperatura donde el modelo de sensor propuesto va a desempeñar su funcionamiento la mayoría de las ocasiones en las que se requiera su uso.
- **Caracterización del comportamiento del sensor a temperatura dinámica.-** Con los resultados de esta caracterización, llegamos a la conclusión de que la inexactitud del sensor de temperatura decrece rápidamente según se aumente el valor de la temperatura, así como que crece según se aumente la velocidad de variación de las temperaturas medidas. El funcionamiento del sensor es adecuado a los propósitos de su diseño, ya que se va a encontrar en la mayoría de ocasiones situado estratégicamente en regiones del CI propensas a tener elevadas temperaturas, y como se ha podido apreciar de los valores obtenidos, el sensor a estas temperaturas posee un error mínimo, aunque no despreciable.
- **Caracterización del comportamiento del sensor ante efectos de errores de fabricación.-** El sensor integrado de temperatura tiene un comportamiento muy tolerable, en cuanto a la variación del valor nominal de un componente debido a posibles efectos causados por errores de fabricación. Es necesario resaltar el cuidado elevado que se tiene que tener del buen trazo de las dimensiones de los transistores correspondientes a la puerta lógica XOR, ya que como se ha visto en la tabla 5.2, son los transistores que mayor error provocan en la señal de salida del sensor integrado de temperatura.
- **Caracterización del consumo de potencia del sensor.-** Con los resultados de esta caracterización, el valor máximo de potencia media de consumo del modelo de sensor de temperatura propuesto, es de $263\mu W$ aproximadamente. Esta potencia media máxima consumida se consigue a frecuencias límites de funcionamiento del sensor integrado de temperatura, siendo menor en el resto de frecuencia donde el sensor puede desempeñar su funcionalidad. Este consumo de potencia presenta una gran estabilidad en las curvas contenidas en las figuras 5.32 y 5.33, las cuales como se puede apreciar, son totalmente continuas, y donde las diferencias entre el gasto máximo y mínimo de potencia son bastante reducidas.
- **Caracterización del área del sensor integrado de temperatura.-** Una vez se ha llevado a cabo el plano de base del sensor completo, el cual además de estar presente en el apéndice B, se muestra en la figura 5.34, se ha obtenido el área contando todos los distintos elementos que forman parte del sensor integrado de temperatura íntegro. A partir de los valores de las dimensiones indicadas sobre la figura, se ha calculado obteniendo un valor de área total de $1,8967mm^2$.

Con todo lo expuesto anteriormente, y para tener una visión más eficiente de las mejoras que este sensor aporta, podemos añadir a la tabla 1.2 todas las características del modelo

de sensor de temperatura propuesto, resultando la tabla 5.3, donde se pueden comparar todas estas características con las de un conjunto de sensores integrados de temperatura realizados hasta la fecha.

Referencia sensor	Resolución ($^{\circ}\text{C}$)	Error ($^{\circ}\text{C}$)	Consumo de potencia	Area (mm^2)	Velocidad de conversión (Medidas/s)	Rango de temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	Tecnología CMOS
[7]	0.625	± 1	$7 \mu\text{W}$	1.5	50	-40 - 120	2μ
[8]	0.25	± 1	$1 \mu\text{W}$	3.32	10	-55 - 125	0.6μ
[5]	0.25	2	$300 \mu\text{W}$	4.5	4	-40 - 127	0.7μ
[9]	0.15	± 1.5	N/A	2.8	N/A	-50 - 120	0.7μ
[10]	0.015	± 0.5	$429 \mu\text{W}$	2.5	0.125 - 30	-50 - 125	0.5μ
[3]	0.16	-0.7 - +0.9	$10 \mu\text{W}$	0.175	10k	0 - 100	0.35μ
Este PFC	0.7	± 0.520	$263\mu\text{W}$	$1,8967\text{mm}^2$	$1,5 \cdot 10^6$	25 - 100	0.35μ

Cuadro 5.3: Comparación de sensores de temperatura integrados recientes

Como cierre de todo este capítulo, se quieren presentar unas últimas conclusiones obtenidas a partir de la tabla 5.3. De dicha tabla se puede apreciar, cómo el modelo de sensor integrado propuesto posee unas buenas características en cuanto al área que se necesita para su implementación, así como la velocidad de conversión proporcionada. El error producido por diversos factores es muy semejante a la ofrecida por el resto de sensores, al igual que el consumo de potencia, mientras que presenta una resolución ligeramente inferior al peor en contra del resto de sensores. El rango de temperaturas, como ha sido explicado en el apartado 5.2.4, no ha sido explorado en profundidad para encontrar sus límites, por lo que el margen de temperaturas propuesto en la tabla anterior es meramente informativo.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

En este capítulo, se presentan las conclusiones finales obtenidas a lo largo del diseño y realización de este modelo de sensor integrado de temperatura, así como la descripción de las líneas futuras que pueden surgir de este Proyecto Fin de Carrera. El presente capítulo, sin lugar a dudas, desempeña la función de cierre de este proyecto, ya que expone de forma resumida lo que se ha logrado con la realización de éste, además de mostrar los distintos frentes que gracias a él, puede seguir aquella investigación relacionada con el análisis y tratamiento de la temperatura en los circuitos integrados.

En una primera sección de este capítulo, se van a presentar las conclusiones alcanzadas con la realización de todo lo expuesto en este proyecto, dejando la segunda sección para la exposición de las líneas futuras de trabajo abiertas, gracias al nuevo enfoque de diseño que este proyecto proporciona para la realización de sistemas de medida térmica para el desarrollo de políticas de optimización de temperatura.

6.1. Conclusiones alcanzadas

Tanto el consumo de potencia como la temperatura, se han convertido en los últimos años en dos parámetros críticos muy a tener en cuenta a la hora del diseño de circuitos integrados. En el ámbito de la potencia consumida por un determinado sistema electrónico, han surgido y se han desarrollado una gran cantidad de planes y proyectos orientados al modelado y gestión de esta potencia disipada por el funcionamiento de estos sistemas. En cambio, en el ámbito del análisis de la temperatura de un circuito electrónico, no ha tenido el interés o importancia necesaria para que exista actualmente el mismo o parecido número de proyectos. Esto es debido en parte, a que la relación existente entre la potencia disipada en un circuito y temperatura que éste poseía, podía hacer pensar en un primer momento que el trabajo realizado para la primera de ellas, podría servir en parte para la segunda. Sin embargo, el especial comportamiento en el espacio y en el tiempo de la temperatura hacen que las técnicas de modelado y control de potencia no sean efectivas en general para la gestión de la temperatura. Este Proyecto Fin de Carrera, tiene por tanto la intención de mejorar la situación del análisis y tratamiento de la temperatura presente en cualquier circuito integrado, mediante una pequeña aportación que intenta abrir una nueva área de trabajo que se centra únicamente en la obtención del valor de la temperatura, para así poder tenerla como futuro parámetro de diseño.

En el presente proyecto se muestra un nuevo modelo de sensor de temperatura integrado para la obtención del valor de la temperatura de la región del *chip* donde se encuentra el sensor. El modelo expuesto no requiere de un diseño costoso y complejo, como los termopares o las medidas realizadas mediante infrarrojos, para observar la temperatura del dispositivo, sino que se basa en la realización de medidas eléctricas, lo que nos facilita que el resultado obtenido sea bastante preciso. Esta medida de la temperatura tiene como principio la variación del tiempo de subida de una señal eléctrica respecto a la temperatura. Este intervalo de tiempos que nos sirve como variable secundaria de medida, ha sido definido anteriormente como el tiempo de propagación que sufre una señal cuando ésta cambia de un nivel bajo a uno alto, situación que se produce cuando por ser de naturaleza digital, cambia de tener el valor de masa (nivel bajo) a tener el valor de alimentación del dispositivo electrónico (nivel alto). Este principio sobre el que se encuentra basado el sensor de temperatura propuesto, le convierte en una alternativa sencilla y barata a los sensores utilizados por las técnicas de modelado térmico existentes en la actualidad. La verificación de la funcionalidad del sensor integrado de temperatura propuesto, como se ha visto en la sección 4.4, se ha conseguido mediante las simulaciones realizadas con las herramientas *software* descritas en 4.5.

Como resultado de la elaboración de este Proyecto Fin de Carrera, se ha obtenido un modelo de sensor de temperatura integrado, en el cual el principio sobre el que este dispositivo sustenta su funcionalidad es innovador, ya que a fechas de entrega de este Proyecto Fin de Carrera, se desconocen sensores integrados de temperatura que compartan este principio de funcionamiento con nuestro modelo, explicado en párrafos anteriores, y a lo largo de toda la sección 4.1. A pesar de poseer una arquitectura sencilla, el modelo de sensor propuesto, permite apreciar con gran fiabilidad cualquier punto caliente generado en las distintas partes o bloques de los que puede constar un circuito integrado, lo que facilita la labor de las políticas de modulado y tratamiento de la temperatura en estos tipos de circuitos.

Este modelo de sensor de temperatura integrado impulsa de esta forma una nueva línea de investigación, en donde los tiempos característicos que son definidos sobre una señal, toman una elevada importancia debido a todas las ventajas que pueden aportar para el diseño de sensores integrados, destacando entre todas ellas, el número elevado de medidas por unidad de tiempo que se pueden realizar, así como la eliminación de señales auxiliares de referencia, con lo que se consigue un tamaño mucho más reducido de los sensores.

6.2. Lineas futuras de trabajo

En el presente proyecto se ha desarrollado un modelo de sensor integrado de temperatura, que por las características que proporciona, nos permite analizar térmicamente el estado de las unidades que componen un *chip* determinado con la precisión necesaria para detectar puntos calientes en él, en el caso de que éstos se produzcan.

La estructura final que presenta el modelo de sensor propuesto, permite extraer de forma cómoda y precisa el valor de la temperatura de la región del circuito integrado deseada. Este sensor de temperatura nos permite realizar la extracción de los datos necesarios para el cálculo de la temperatura mediante un método, que indirectamente nos facilita la implantación de este sistema en cualquier circuito integrado, gracias a las características

que presenta en cuanto a su pequeño tamaño en área, y a su reducido consumo de potencia, como se ha mostrado a lo largo de este Proyecto Fin de Carrera.

Con la exposición de todas estas ventajas de importancia relevante mostradas en los primeros párrafos de esta sección, así como todas las mencionadas en la sección 6.1, se intenta crear el mayor interés posible entorno a este campo no indagado, con el fin de que se realicen nuevas investigaciones que tengan como objetivo la exploración plena de los diseños de los sensores integrados de temperatura basados en la medida de variables secundarias. Se deslumbra que los distintos parámetros de tiempo que caracterizan a las señales eléctricas, van a alcanzar gran importancia en la obtención de forma indirecta del valor de la temperatura, a partir de cualquier señal del circuito integrado de la región deseada y por donde pasan dichas señales.

Como se ha podido comprobar a lo largo de toda esta memoria, el análisis de la temperatura en circuitos integrados es un área en expansión dentro del campo del diseño de este tipo de sistemas eléctricos. Este proyecto realiza una pequeña aportación en el diseño de sensores de temperatura integrados, consiguiendo con esta aportación abrir un número elevado de nuevas posibilidades en el diseño de este tipo de dispositivos. A continuación se mencionan algunas de las posibles direcciones que se podrían seguir en el futuro en este entorno de trabajo.

- Validación de la implementación del sensor de temperatura. Para verificar completamente la funcionalidad del modelo de sensor de temperatura propuesto en este proyecto, es conveniente realizar algunas medidas de temperatura en la implementación real del sensor de temperatura sobre un circuito electrónico.
- Mejora del modelo del sensor de temperatura. El modelo diseñado puede ser mejorado en distintos aspectos, aunque el principal sería la realización de un comparador de señales de tensión que fuese más cercano en el comportamiento al comparador ideal. Consiguiendo este hito, tendríamos un menor consumo de potencia, un aumento en la frecuencia y un error menor en las medidas.
- Estudio de la temperatura sobre arquitecturas complejas. El análisis sobre sistemas electrónicos con arquitecturas de complejidad elevada permite obtener mayor cantidad de información térmica, lo que facilitaría a las aplicaciones encargadas de las políticas de control de temperatura de los circuitos integrados, la gestión de ésta con más eficacia. Esto se consigue gracias al empleo del sensor de temperatura propuesto, ya que gracias a él, para una misma área, se puede aumentar el nivel de granularidad presente en la zona de medida.

Cabe destacar que este proyecto abre una nueva línea de trabajo dentro de los sensores de temperatura integrados, ya que una vez alcanzado el objetivo de este proyecto, se podrá implementar por ejemplo un mecanismo de sincronización y comunicación entre varios sensores del diseño propuesto en este proyecto, con el fin de poder llevar este mecanismo a un sistema electrónico completo en el que poder medir la temperatura, y poder verificar así, el sistema completo junto con el conjunto de sensores. Una vez verificado y analizado todo el sistema anteriormente descrito, se podrá optar por la ejecución y caracterización de aplicaciones en este sistema para obtener modelados de temperatura que puedan ser de gran utilidad a algoritmos que intentan estimar el comportamiento térmico de cualquier sistema electrónico.

Apéndice A

Glosario

ADC	Analogue-to-Digital Converter
AMBA	Advanced Microcontroller Bus Architecture
CAD	Computer Aided Design
CI	Circuito Integrado
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPL	Complementary Pass-Transistor Logic
DEM	Dynamic Element Matching
DPL	Double Pass-Transistor Logic
DTM	Dynamic Thermal Management Technique
EDA	Electronic Design Automation
FPGA	Field Programmable Gate Array
NTC	Negative Temperature Coefficient
OCF	Open Core Protocol
PCB	Printed Circuit Board
PCI	Peripheral Component Interconnect
PLH	Propagation Low-to-High Time
PLL	Phase Locked Loop
PTAT	Proportional to Absolute Temperature
PTC	Positive Temperature Coefficient
PWM	Pulse With Modulation
RF	Radio Frecuencia
RTL	Resistor Transistor Logic
SATA	Serial Advanced Technology Attachment
TDC	Time-to-Digital Converter
USB	Universal Serial Bus
VHDL	VHSIC Hardware Description Language

VHSIC	Very High Speed Integrated Circuit
VIP	Verification IP
VLSI	Very Large Scale Integration

Apéndice B

Planos de base

En el presente apéndice de la memoria de este Proyecto Fin de Carrera, se muestran los distintos planos de base de los diferentes módulos que toman parte en el sistema sobre el que se encuentra implementado el modelo de sensor integrado de temperatura, con el fin de que el lector pueda llegar a apreciar los detalles de implementación.

Todos estos planos de base se han realizado con la herramienta *software* descrita en la sección 4.5. Como se podrá apreciar a lo largo de todas las figuras reunidas en este apéndice, se ha comenzado mostrando el plano de base de cada uno de los diferentes bloques que constituyen el sensor de temperatura, para finalizar con la exposición del plano de base definitivo del modelo de sensor integrado de temperatura propuesto en este Proyecto Fin de Carrera. Se ha indicado detalladamente en cada una de las figuras las dimensiones de los diferentes planos de base contenidos en cada una de ellas.

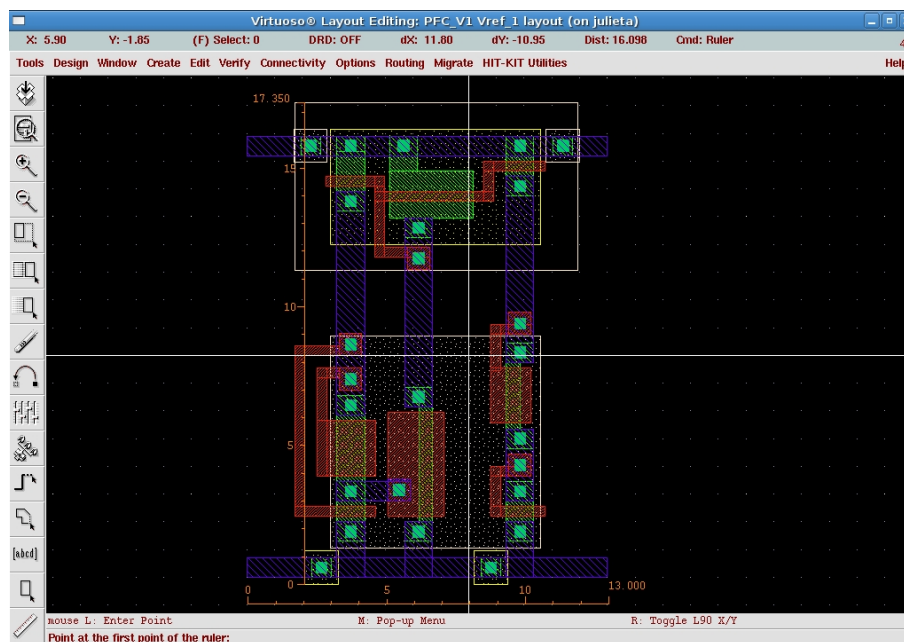


Figura B.1: Plano de base del generador de la tensión de referencia de valor $330mV$.

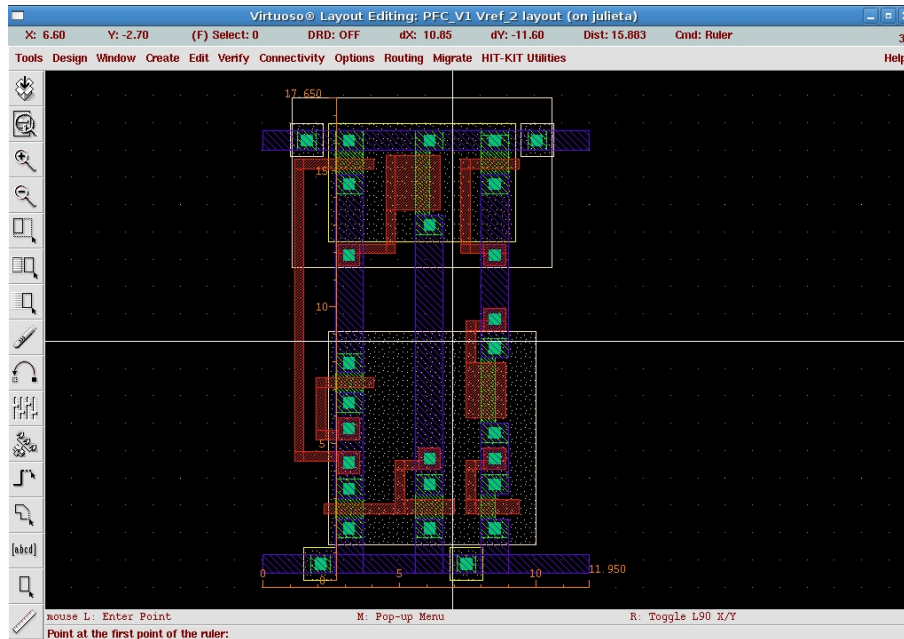


Figura B.2: Plano de base del generador de la tensión de referencia de valor $2,97V$.

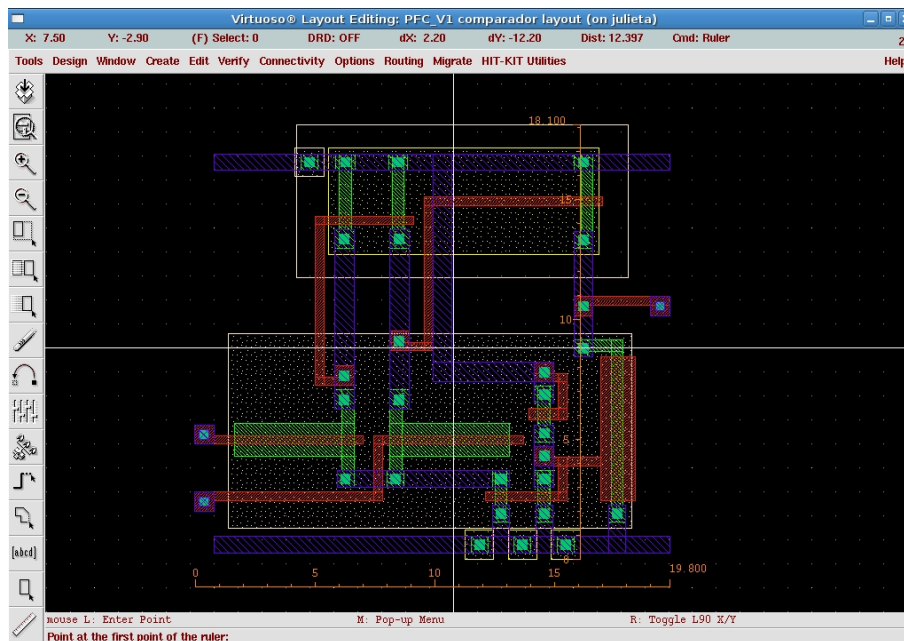


Figura B.3: Plano de base del comparador de señales de tensión de la referencia de valor $330mV$.

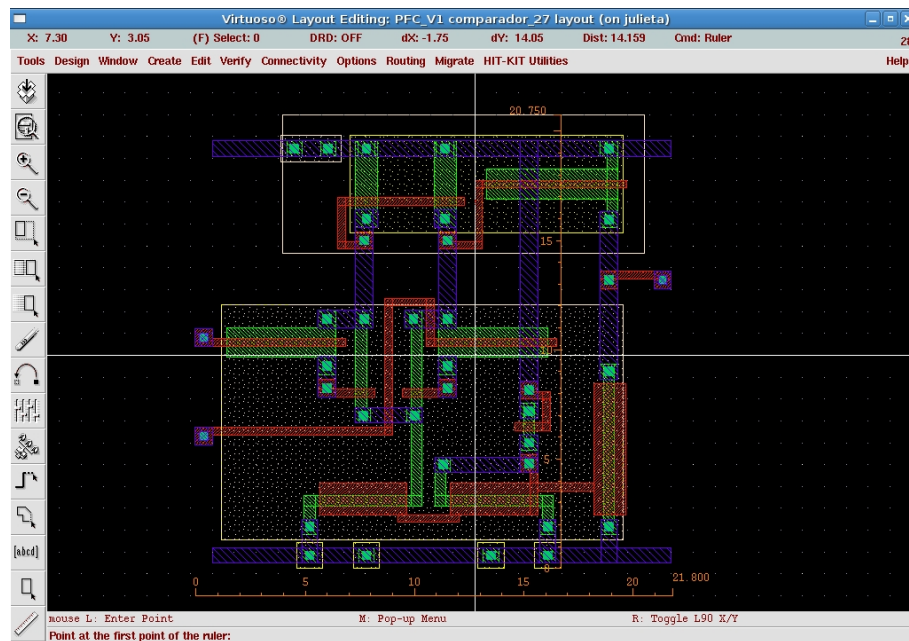


Figura B.4: Plano de base del comparador de señales de tensión de la referencia de valor 2,97V.

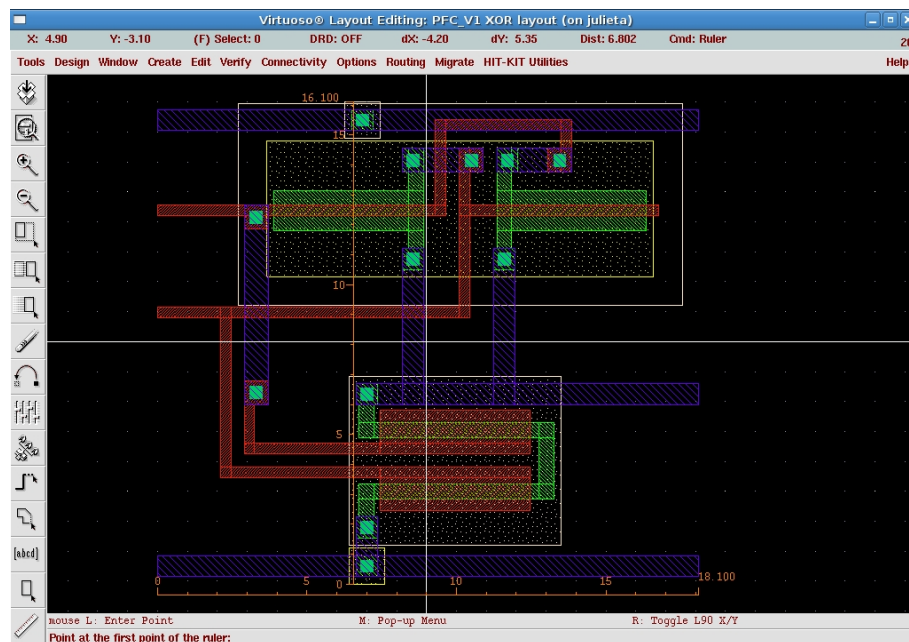


Figura B.5: Plano de base de la puerta lógica o-exclusiva.

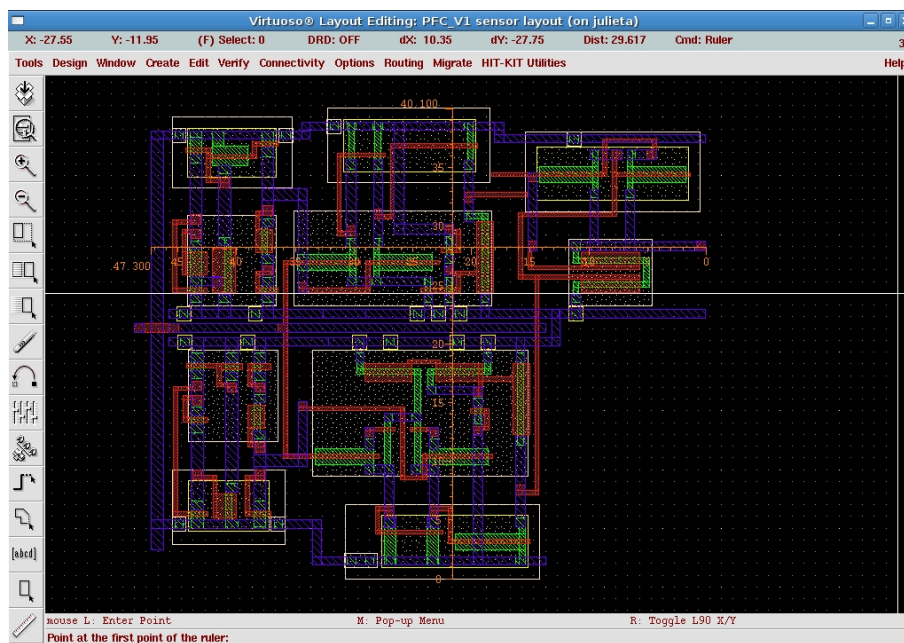


Figura B.6: Plano de base completo del modelo de sensor integrado de temperatura.

Bibliografía

- [1] Cándido Méndez Gálvez 2006 *Estudio de la distribución de la temperatura en Microcontroladores de bajo coste mediante modificaciones de arquitectura y modelos analíticos* Departamento de ingeniería electrónica Universidad Politécnica de Madrid
- [2] Chen Chun-Chi, Chen Poki, Liu An-Wei, Lu Wen-Fu y Chang Yu-Chi 2006 *An accurate CMOS delay-line-based smart temperature sensor for low-power low-cost systems* IEEE J. Solid-State Circuits 17 840-846
- [3] Chen Chun-Chi, Chen Poki, Lu Wen-Fu y Tsai Chin-Chung 2005 *A Time-to-Digital-Converter-Based CMOS Smart Temperature Sensor* IEEE J. Solid-State Circuits 40 1642-1648
- [4] Michiel A. P. Pertijs, Kofi A. A. Makinwa y Johan H. Huijsing 2005 *A CMOS Smart Temperature Sensor With a 3σ Inaccuracy of $\pm 0.1^\circ\text{C}$ From -55°C to 125°C* IEEE J. Solid-State Circuits 40 2805-2815
- [5] Anton Bakker y Johan H. Huijsing 1999 *A Low-Cost High-Accuracy CMOS Smart Temperature Sensor* in Proc. ESSCIRC pp. 302-305
- [6] Tobias Oetiker, Hubert Partl, Irene Hyna y Elisabeth Schlegl 2007 *The Not So Short Introduction to L^AT_EX 2_ε* Versión 4.22
- [7] Anton Bakker y Johan H. Huijsing 1996 *Micropower CMOS temperature sensor with digital output* IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 31, no. 7, pp. 933-937
- [8] M. tuthill 1998 *A switched-current, switched-capacitor temperature sensor in 0.6-um CMOS* IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, no. 7, pp. 1117-1122
- [9] Michiel A. P. Pertijs, Anton Bakker y Johan H. Huijsing 2001 *A high-accuracy temperature sensor with second-order curvature correction and digital bus interface* in Proc. ISCAS, vol 1, pp. 368-371
- [10] Michiel A. P. Pertijs, A. Niederkorn, M. Xu, B. McKillop, Anton Bakker y Johan H. Huijsing 2003 *A CMOS temperature sensor with a 3σ inaccuracy of $\pm 0.5^\circ\text{C}$ From -50°C to 120°C* in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, vol. 1, pp. 200-201

- [11] A. Dhodapkar, C. H. Lim, G. Cai, y W. R. Daasch 2000 *TEMPEST: A thermal enabled multi-model power/performance estimator* Proc. PACS
- [12] K. Skadron, M. R. Stan, W. Huang, S. Velusamy, K. Sankaranarayanan y D. Tarjan 2003 *Temperature-Aware Microarchitecture* Proc ISCA-30
- [13] M. Barcella, W. Huang, K. Skadron y M. Stan 2002 *Architecture-Level compact RC modeling* Tech. Report CS-2002-2020. Univ. of Virginia Dept. of Computer Science
- [14] H. Su, F. Liu, A. Devgan, E. Acar, y S. Nassif 2003 *Full Leakage estimation considering power supply and temperature variations* International Symposium on Low Power Electronics and Design
- [15] P. Li, L. Pileggi, M. Ashegi, y R. Chandra 2004 *Efficient full-chip thermal modeling and analysis* International Conference on Computer-Aided Design
- [16] E. Senn, J. Laurent, N. Julien y E. Martin 2003 *Power consumption modeling and characterization of the ti c6206* in IEEE Micro, vol. 23, num. 5, pp. 40-49
- [17] S. López-Buedo, J. Garrido y E. Boemo 2002 *Dynamically Inserting, Operating, and Eliminating Thermal Sensors of FPGA-based Systems* in IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies (CPM), vol. 25, num. 4, pp. 561-566
- [18] D. Brooks y M. Martonosimo 2001 *Dynamic thermal management for high-performance microprocessors* in International Symposium on High-Performance Computer Architecture
- [19] J. Srinivasan y S. V. Adve 2003 *Predictive dynamic thermal management for multimedia applications* in International Conference on Supercomputing
- [20] S. Heo, K. Barr y K. Asanovic 2003 *Reducing power density through activity migration* in International Symposium on Low Power Electronics and Design
- [21] S. H. K. Narayanan, G. Chen, M. Kandemir y Y. Xie 2005 *Temperature-sensitive loop parallelization for chip multiprocessors* in International Conference on Computer Design
- [22] K. Kanda, K. Nose, H. Kawaguchi and T. Sakurai 1999 *Design Impact of positive Temperature Dependence of Drain Current in Sub 1V CMOS VLSI's* IEEE Custom Integrated Circuits Conference
- [23] Luis H. C. Ferreira, Tales C Pimienta, Robson L. Moreno y Wilhelmus A. V. Noije 2006 *Ultra Low-Voltage Ultra Low-Power CMOS Threshold Voltage Reference* SBCCI'06, pp. 80-82

- [24] G. Tzanateas, C. A. T. Salama y Y. P. Tsividis 1979 *A CMOS Bandgap Voltage Reference* IEEE Journal of Solid-State circuits, vol. SC-14, NO. 3
- [25] C. Popa 2003 *A new curvature-corrected voltage reference based on the weight difference of gate-source voltages for subthreshold-operates MOS transistors*
- [26] Po- Hsuan Huang, Hungching Lin, y Yen-Tai Lin 2006 *A simple subthreshold CMOS voltage reference circuit channel-length modulation compensation* IEEE transaction on circuits and systems, vol. 53, NO. 9
- [27] Qadeer Ahmad Khan y Debashis Dutta 2003 *A programmable CMOS bandgap voltage reference circuit using current conveyor* IEEE 0-7803-8163-7/03 pp. 8-11
- [28] Hung Tien Bui, Abdul Karim Al-Sheraidah y Yuke Wang *New 4-Transistor XOR y XNOR Designs* Dept. of Computer Science and Engineering, Florida Atlantic University
- [29] J. Wang, S. Fang y W. Feng *New Efficient Designs for XOR and XNOR functions on the Transistor Level* IEEE Journal of Solid State Circuits Vol. 29, NO. 7, pp. 780-786
- [30] H. T. Bui, A. K. Al-Sheraidah y Y. Wang 1999 *Design and Analysis of 10-transistor Full Adders Using Novel XOR-XNOR Gates* Technical Report Florida Atlantic University
- [31] Pablo Ituero, José L. Ayala y Marisa López-Vallejo *Leakage-based On-Chip Thermal Sensor for CMOS Technology* Technical Report ETSI Telecomunicación Universidad Politécnica de Madrid